



BEST AVAILABLE COPY

Attorney's Docket No.: 12816-008001 / S0751 SB/fis

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant : Heinrich Schenk
Serial No. : 09/806,140
Filed : March 27, 2001
Title : DIGITAL RECEIVER FOR A SIGNAL PRODUCED USING DISCRETE
MULTITONE MODULATION

Art Unit : 2631

Examiner : D. Vo.

Commissioner for Patents
P.O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

DECLARATION OF HEINRICH SCHENK UNDER 37 C.F.R. 1.131

I, Heinrich Schenk, hereby declare:

1. That I am the inventor of the claims in the above-captioned patent application.
2. That in an Office Action dated February 8, 2005, certain claims were rejected as being unpatentable over Strait et al. (U.S. Patent No. 6,266,367).
3. That on or before May 28, 1998, in Germany, a WTO member country, I conceived of a digital receiver for receiving an input signal produced using discrete multitone modulation. The digital receiver includes an analog/digital converter to which the input signal is supplied and a time-domain equalizer connected downstream from the analog/digital converter, the time-domain equalizer including a digital filter having fixed coefficients.
4. That as evidence of my conception, Exhibit 1 is a copy of a Notice of Invention that I submitted to Siemens AG on or before May 28, 1998. Exhibit 2 is a translation of the Notice. I reviewed the Invention Disclosure that I wrote and submitted for this matter.
5. The dates in Exhibits 1 and 2 have been redacted, however all the redacted dates were on or before May 28, 1998.
6. I hereby declare that all statements made herein of my own knowledge are true and that all statements made on information and belief are believed to be true. I further declare

CERTIFICATE OF MAILING BY FIRST CLASS MAIL

I hereby certify under 37 CFR §1.8(a) that this correspondence is being deposited with the United States Postal Service as first class mail with sufficient postage on the date indicated below and is addressed to the Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450.

Date of Deposit

Signature

Typed or Printed Name of Person Signing Certificate

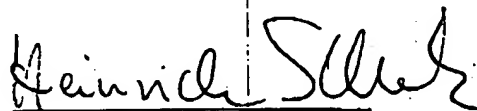
Applicant : Guenther
Serial No. : 09/737,656
Filed : December 18, 2000
Page : 2 of 2

Attorney's Docket No.: 12406-052US1 / 1998F3429
US N

that these statements were made with the knowledge that willful false statements and the like so made are punishable by fine or imprisonment, under Section 1001 of Title 18 of the United States Code, and that such willful false statements may jeopardize the validity of the application or any patent issuing thereon.

05 / 11 / 2005

Date



Heinrich Schenk

Vertraulich! An Siemens AG	ERFINDUNGSMELDUNG Bitte verschlossen weitersenden!	Aktenzeichen der GR 98 F 2237 DE
Ich/Wir (Vor- und Nachname des/der Erfinder (s) - weitere Angaben und Unterschrift (en) letzte Seite)		Datum der Ausfertigung:
Heinrich Schenk		_____
melde (n) hiermit die auf den folgenden Seiten vollständig beschriebene Erfindung mit der Bezeichnung: Schaltungsanordnung für einen Zeitbereichsentzerrer bei der diskreten Multitonmodulation		
I.	An Vorgesetzten des/der Erfinder (s) Herr/Frau <u>Dr. Dielacher</u> <u>HL DT CE</u> (Dienststelle) mit der Bitte, die nachstehenden Fragen zu beantworten: a) Wann ging die Erfindungsmeldung bei Ihnen ein? <u>_____</u> → b) Geht die Erfindung auf öffentlich geförderte Arbeiten zurück? <input checked="" type="checkbox"/> nein <input type="checkbox"/> ja, Projekt (Vorhaben): _____ c) Bitte bei Zuständigkeit auch zu Ziffer III. Stellung nehmen. <u>_____ = Dielacher</u> (Datum) (Unterschrift des Vorgesetzten)	Eingang am: _____ 11 Ab Eingang läuft gesetzliche Frist
II.	Bitte wegen gesetzlicher Frist sofort weiterleiten An ZFE GR (Patentabteilung) zur weiteren Veranlassung.	Eingang am:
III.	An Geschäftsgebiets- bzw. Abteilungsleitung Herr/Frau <u>Dr. Eul</u> <u>HL DT</u> (Dienststelle) Zur Entscheidung bzw. Empfehlung über Inanspruchnahme (Zustellendes bitte ankreuzen): <input checked="" type="checkbox"/> Die Erfindung sollte unbeschränkt in Anspruch genommen werden. Kosten trägt (Organisationseinheit): <u>HL DT</u> <input type="checkbox"/> Die Erfindung kommt für eine Behandlung als Betriebsgeheimnis in Betracht. <input checked="" type="checkbox"/> Die Erfindung kommt evtl. für Auslandsanmeldungen in Betracht. Länder: <u>Europa, USA, Japan</u> <input type="checkbox"/> Die Erfindung wird voraussichtlich nicht benutzt. Bei Freigabe wäre aber ein Benutzungsrecht wünschenswert. <input type="checkbox"/> Die Erfindung kann dem/den Erfinder (n) vorbehaltlos freigegeben werden. <input type="checkbox"/> Die Erfindung betrifft nicht unser Interessengebiet. Es sind noch folgende Dienststellen zu befragen: <u>_____</u> (Datum) (Unterschrift der Geschäftsgebiets- bzw. Abteilungsleitung)	Eingang am: <u>HL DT</u> _____ <u>Dr. Eul</u> Vermerke der ZFE GR ZT GG VM Mch M Eng. _____ GR 4PL HL G 15
IV.	Zurückerbitten an ZFE GR	

5. Welche Dienststellen sind an der Erfindung interessiert? _____
6. Wurde die Erfindung bereits erprobt (Durchführung von Versuchen, Anfertigung von Mustern)?
☒ nein ☐ ja. Ergebnis: Simulationsergebnisse
7. Für welche Erzeugnisse ist die Erfindung anwendbar? ADSL-Clip
8. Ist die Anwendung der Erfindung vorgesehen?
☐ nein ☐ ja, bei: ?
9. Ist ein auf der Erfindung beruhendes Erzeugnis geliefert oder ist eine Lieferung beabsichtigt?
☒ nein ☐ ja, (voraussichtlich) am _____; Bezeichnung des Erzeugnisses: _____
10. Ist eine Veröffentlichung der Erfindung beabsichtigt oder bereits erfolgt?
☒ nein ☐ ja, (voraussichtlich) am _____ in Buch, Zeitschrift: _____
11. Ist eine Mitteilung der Erfindung an Firmenfremde beabsichtigt oder bereits erfolgt?
☒ nein ☐ ja, (voraussichtlich) am _____ an _____
12. Angaben zur Person des/der Erfinder (s) (Erfinder 1 - 4 hier eintragen. Für weitere Erfinder bitte Zusatzblatt beifügen):

1. Name	Schenk, Heinrich			
akad. Grad/Titel/Beruf	Dr. Ing.			
Dienstanschrift mit Standort	HLDTCE, HIL-B			
Tätigkeit/Stellung im Betrieb (z.B. Laborvorsteher u.ä.)	System Ing.			
Hausanruf	28121			
Staatsangehörigkeit	deutsch			
Postleitzahl, Wohnort	81476 Mü.			
Straße, Haus-Nr.	Fatimastr. 3			
Geburtsdatum	16.05.46			
Lebende Person (Dienststelle oder APD-Nr. *)	010			
Personalnummer *)	020000			
13. Liegt die Erfindung auf a) Ihrem Arbeitsgebiet? b) einem anderen Arbeitsgebiet Ihres Arbeitgebers?	<input checked="" type="checkbox"/> ja <input type="checkbox"/> nein	<input type="checkbox"/> ja <input type="checkbox"/> nein	<input type="checkbox"/> ja <input type="checkbox"/> nein	<input type="checkbox"/> ja <input type="checkbox"/> nein
14. Welchen Anteil an der Erfindung haben Sie?	100 %	%	%	%
15. Wurde oder wird die Erfindung auch als VV gemeldet?	<input type="checkbox"/> ja <input checked="" type="checkbox"/> nein	<input type="checkbox"/> ja <input type="checkbox"/> nein	<input type="checkbox"/> ja <input type="checkbox"/> nein	<input type="checkbox"/> ja <input type="checkbox"/> nein
16. Falls Sie die Erfindung als freie Erfindung ansehen, bitte begründen:	133621			
17. Meines/Unseres Wissens sind keine weiteren Personen an der Erfindung beteiligt.	H. Schenk			
	(Unterschrift)	(Unterschrift)	(Unterschrift)	(Unterschrift)

Vermerke der ZFE GR

*) Bitte aus Firmenausweis oder Gehaltsabrechnung entnehmen

Erfindungsmeldung

Schaltungsanordnung für einen Zeitbereichsentzerrer bei der diskreten Multitonmodulation

1. Welches technische Problem soll durch die Erfindung gelöst werden?

Die diskrete Multitonmodulation (DMT) kann zur Übertragung von Daten über linear verzerrende Kanäle herangezogen werden. Dabei können sich bezüglich Flexibilität bei der Anpassung der Datenrate oder des Sendespektrums an den Übertragungskanal oder die Störumgebung Vorteile gegenüber Einträgerverfahren ergeben. Das Verfahren wird für den digitalen Rundfunk (DAB = Digital Audio Broadcast) unter der Bezeichnung OFDM (Orthogonal Frequency Devision Multiplex) eingesetzt. Für den digitalen asymmetrischen Teilnehmeranschluß über normale Telefonleitungen (ADSL = Asymmetric Digital Subscriber Line) wurde dieses Verfahren ebenfalls standardisiert.

Bei dem Modulationsverfahren setzt sich das Sendesignal aus vielen sinusförmigen Signalen zusammen, wobei jedes einzelne Sinussignal sowohl in der Amplitude als auch in der Phase moduliert wird. Man erhält somit eine Vielzahl von quadraturamplitudenmodulierten Signalen.

Zur Realisierung verwendet man im Sender die inverse FFT (Fast Fourier Transformation) und im Empfänger die normale FFT, für die es effiziente Signalverarbeitungsalgorithmen gibt.

Das Bild 1 zeigt das prinzipielle Blockschaftbild des DMT-Übertragungssystems.

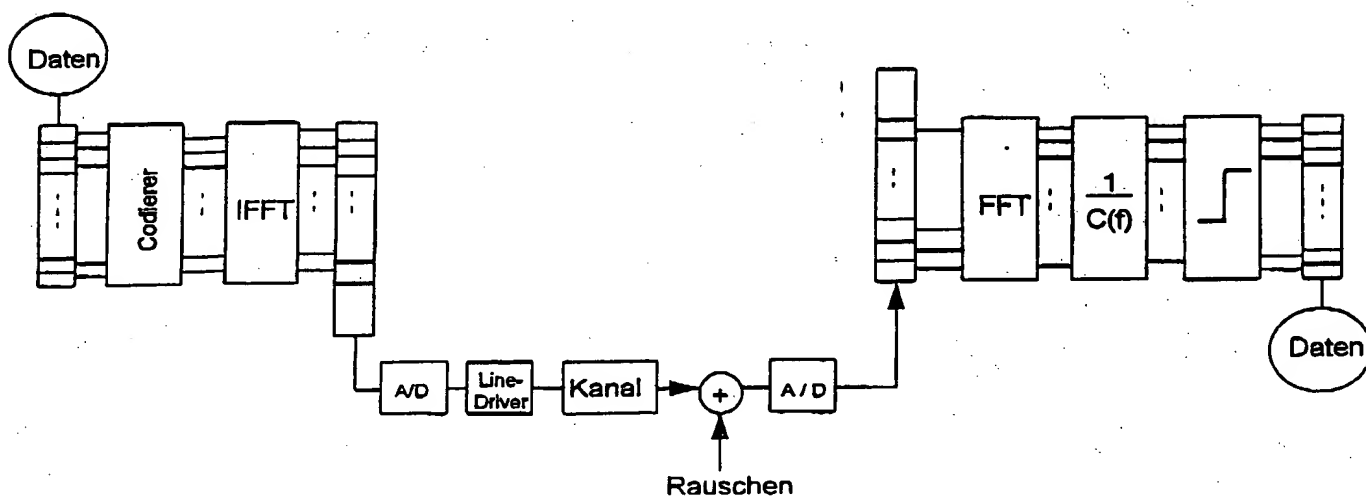


Bild 1: Blockschaftbild des DMT-Übertragungssystems

Die zu übertragenden Daten werden zunächst in Blöcke zusammengefaßt. Je nach Stufigkeit werden dann jeweils eine gewisse Anzahl von zu übertragenden Bits einer komplexen Zahl zugeordnet. N solcher komplexer Datenvektoren werden dann anschließend mit Hilfe der inversen diskreten Fouriertransformation (IDFT) in den Zeitbereich transformiert. Die nach der Transformation erhaltenen Werte stellen unmittelbar die Abtastwerte des Sendesignals dar. Die komplexen Datenvektoren können somit als Amplituden von innerhalb eines Blocks auszusendenden Kosinus - (Realteil) und Sinusschwingungen (Imaginärteil) aufgefaßt werden. Die Frequenzen sind dabei äquidistant verteilt und betragen

$$f_i = i \cdot \frac{1}{T} \quad i = 1, 2, \dots, N/2$$

wobei T die Zeitdauer eines Blockes und N die Anzahl der Abtastwerte eines DFT-Blockes darstellt. Wählt man für N eine Zweierpotenz, dann kann für die Transformation in den Zeitbereich die inverse FFT (Fast Fourier Transform) angewendet werden, wobei der Realisierungsaufwand stark reduziert wird.

Vor Weitergabe an den D/A-Wandler werden die letzten M Abtastwerte eines Blockes ($M < N$) an den Blockanfang nochmals angehängt (Cyclic Prefix). Hiermit kann im Empfänger ein periodisches Signal vorgetäuscht werden, wenn der durch den Übertragungskanal verursachte

Einschwingvorgang nach M Abtastwerten, entsprechend einer Zeit von $T \cdot \frac{M}{N}$, ab-

geklungen ist. Der Entzerrungsaufwand läßt sich somit im Empfänger stark reduzieren, da nach der Demodulation im Empfänger nur mit dem inversen Kanalfrequenzgang multipliziert werden muß, um die linearen Verzerrungen des Übertragungskanals zu beseitigen (je Frequenzlinie eine komplexe bzw. vier reelle Multiplikationen).

Bei der Datenübertragung über Kupferleitungen treten relativ lange Einschwingvorgänge auf. Andererseits ist anzustreben, den Zyklis Prefix möglichst gering im Verhältnis zur Blocklänge zu halten ($M \ll N$), um eine möglichst geringe Reduzierung der Übertragungskapazität zu erhalten. Zum Beispiel wurde beim ADSL-Standard für die Datenübertragung von der Vermittlung zum Teilnehmer eine Blocklänge von $N=512$ und den Zyklis Prefix ein Wert von $M=32$ festgelegt. Da der Einschwingvorgang nach 32 Abtastwerten noch nicht abgeklungen ist, treten im Empfänger zusätzliche Fehler auf, die durch den Frequenzbereichsentzerrer nicht kompensiert werden können. Das Bild 2 zeigt das mit Hilfe einer Simulation gewonnene S/N-Verhältnis in dB nach der Demodulation und einer idealen Frequenzbereichsentzerrung unmittelbar vor dem Entscheider für alle genutzten Frequenzkanäle für ein ADSL-System. Von den $N=256$ Frequenzlinien werden die Linien 7 bis 250 für die Datenübertragung genutzt. Der Linienabstand beträgt 4.3125 kHz, so daß sich für das Übertragungsfrequenzband der Bereich von etwa 30 kHz bis 1.1 MHz ergibt. Als Übertragungsleitung wurde eine Zweidrahtleitung mit 3 km Länge und einem Durchmesser von 0.4 mm gewählt (Parameter gemäß ETSI DTR/TM-06001).

Ohne Berücksichtigung von äußeren und inneren Störungen (Kanalrauschen, Nebensprechen, Realisierungsungenauigkeiten des A/D und D/A-Wandlers sowie des Sendeverstärkers, Quantisierungsrauschen) ergeben sich für das S/N-Verhältnis am Entscheider-Eingang Werte im Bereich von etwa -21 bis -38 dB.

Der durch Nichtabklingen des Einschwinganteils verursachte Fehler nach der Demodulation kann mit Hilfe besonderer Signalverarbeitungsmaßnahmen reduziert bzw. beseitigt werden. Die vorliegende Erfindungsmeldung beschreibt ein Verfahren und eine Schaltungsanordnung zur Beseitigung derartiger Störungen. Der Realisierungsaufwand gemessen in Anzahl der Multiplikationen je Sekunde für die Korrektur sowie für die adaptive Einstellung ist bei diesem Verfahren erheblich geringer als bei den z.Z. verwendeten Verfahren.

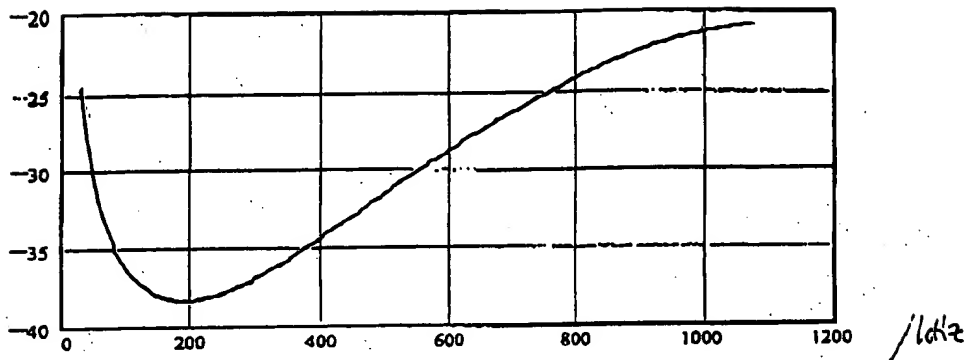


Bild 2: Signalstörabstand am Eingang des Entscheiders für alle genutzten Frequenzkanäle, ohne Zeitbereichsentzerrer, mit idealem Frequenzbereichsentzerrer, Leitungslänge 3 km (0.4 mm Durchmesser)

2. Wie wurde dieses Problem bisher gelöst ?

Im Bild 3 ist das Blockschaltbild eines DMT Empfängers dargestellt. Um den Einschwingvorgang zu verkürzen, wird ein spezieller Entzerrer (TDEQ = Time Domain Equalizer) vor der Demodulation angeordnet. Der Block TDEQ besteht hierbei aus einem Transversalfilter, deren Koeffizienten adaptiv eingestellt werden (siehe Bild 4). Man spricht hier von einem Zeitbereichsentzerrer, obwohl hier nicht die linearen Verzerrungen des Kanals ausgeglichen werden. Die Aufgabe dieses Zeitbereichsentzerrers ist lediglich, die Impulsantwort des Gesamtsystems bestehend aus Sender, Übertragungskanal und Zeitbereichsentzerrer zu verkürzen (Anzahl der Impulsantwortwerte möglichst $< M$), ohne zusätzliche Sperrstellen im Durchlaßbereich zu erzeugen. Auf das Rauschverhalten hat dieser Zeitbereichsentzerrer nur sehr geringen Einfluß, da der Frequenzbereichsentzerrer auch die Frequenzverzerrungen des Zeitbereichsentzerrers kompensieren muß.

In der beigefügten Anlage (Auszug aus einer Studie, die von Siemens in Auftrag gegeben wurde) sind einige Verfahren zum Entwurf derartiger Zeitbereichsentzerrer angegeben. Hierbei handelt es sich um Transversalfilter, die mit der Abtastfrequenz arbeiten (bei ADSL mit ungefähr 2.2 MHz). Bei einer Filterlänge von etwa 20 bis 40 Koeffizienten sind daher ungefähr 50 bis 100×10^6 Multiplikationen je Sekunde durchzuführen. Zusätzlich ergibt sich ein erheblicher Aufwand für die adaptive Koeffizienteneinstellung.

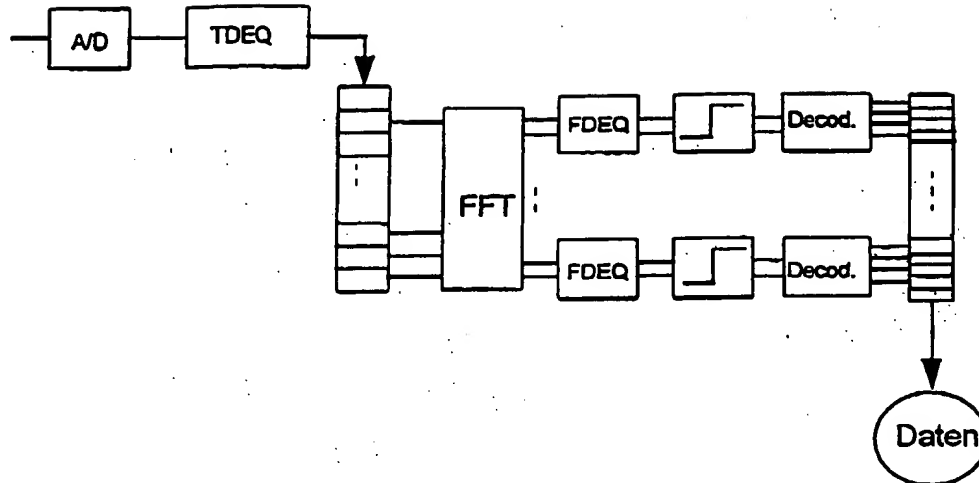


Bild 3: Blockschaftbild eines DMT Empfängers

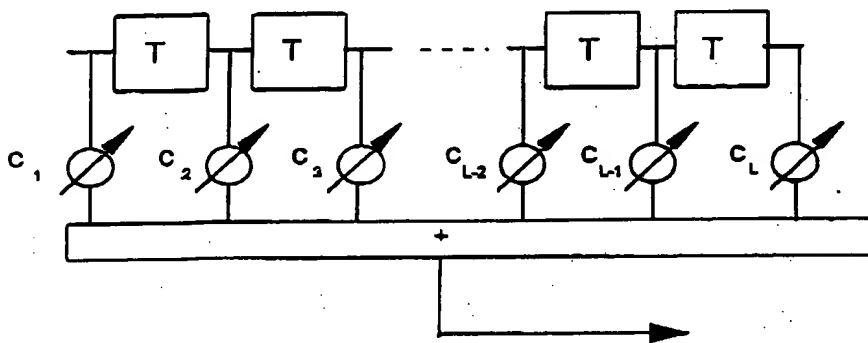


Bild 4: Blockschaftbild des Zeitbereichsentzerrers (Block TDEQ)

3. In welcher Weise löst die vorliegende Erfindungsmeldung dieses Problem?

In der vorliegenden Erfindungsmeldung wird für den Zeitbereichsentzerrer anstelle des adaptiven Transversalfilters mit etwa 20 bis 40 Koeffizienten ein Digitalfilter mit nur wenigen festen Koeffizienten vorgeschlagen. Zur Vermeidung von "echten" Multiplikationen werden Filter mit ganzzahligen oder mit einfachen Shiftoperationen darstellbare Koeffizienten ausgewählt.

Es zeigt sich, daß zur Verkürzung der Systemimpulsantwort der Zeitbereichsentzerrer eine Nullstelle bei der Frequenz 0 haben sollte. Außerdem sollte der Entzerrer keine Nullstelle im Übertragungsfrequenzbereich besitzen, um nicht die Übertragungskapazität zusätzlich einzuschränken. Daher wird der Zeitbereichsentzerrer Hochpaßeigenschaften aufweisen. Filter mit der oben beschriebenen Eigenschaft lassen sich wie folgt beschreiben:

a) nichtrekursive Filter:

$$H_{N\text{Rek}} = V_0 \cdot (1 - z^{-1})^n \quad (1)$$

b) rekursive Filter

$$H_{\text{Rek}} = \frac{H_{N\text{Rek}}(z)}{(1 - c_0 \cdot z^{-1})^m} \quad \text{mit } c_0 = \pm(1 - 2^{-L}) \quad L \text{ ganzzahlig} \quad (2)$$

Wählt man für $m=n$ dann erhält man ein Filter mit der Übertragungsfunktion

$$H_{\text{Rek}} = \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - c_0 \cdot z^{-1}} \right)^n \quad (3)$$

Die digitalen Filter lassen sich somit in einfacher Weise ohne Multiplizierer realisieren. Im Bild 5 ist das Blockschaltbild für ein Filter mit der Übertragungsfunktion nach (3) dargestellt. Hier wurde für den Koeffizienten c_0 ein positiver Wert angenommen. Bei Wahl eines negativen Koeffizienten ändern sich lediglich die beiden Vorzeichen für die rückgekoppelten Werte im ersten Summierer. Wählt man für $L=0$, dann erhält man für den Koeffizienten $c_0=0$ und es ergibt sich ein rein nichtrekursives System.

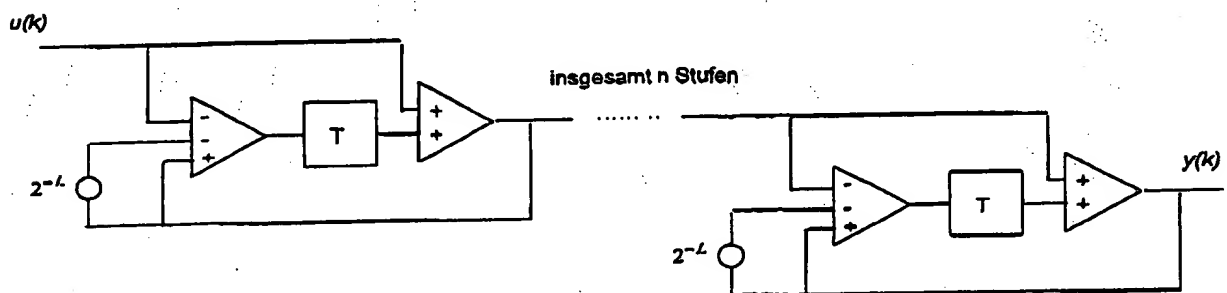


Bild 5: Blockschaltbild für ein Entzerrerfilter mit der Übertragungsfunktion nach Gleichung (3)

Bei Wahl eines mehrstufigen Filters ist es natürlich auch möglich, die Rückkoppelkoeffizienten c_0 verschieden zu dimensionieren. Allgemein erhält man für die Übertragungsfunktion des Zeitbereichsentzerrers den folgenden Ausdruck

$$H(z) = \prod_{v=1}^n \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - c_v \cdot z^{-1}} \right) \quad \text{mit} \quad c_v = \pm(1 - 2^{-L_v})$$

Für den Zeitbereichsentzerrer ergibt sich somit ein digitales Filter, das aus einer Kettenschaltung mehrerer Einzelfilter 1.Ordnung zusammengesetzt werden kann. Jedes Einzelfilter läßt sich mit Hilfe eines Zustandsspeichers und Schlebe- sowie Additions / Subtraktionsoperationen realisieren.

Um den Realisierungsaufwand gering zu halten, ist es natürlich sinnvoll, die Anzahl der Stufen und damit den Filtergrad des Digitalfilters möglichst klein zu halten. Nachfolgend werden beispielhaft die folgenden Systeme betrachtet:

$$H_1 = (1 - z^{-1})$$

$$H_2 = (1 - z^{-1})^2$$

$$H_3 = (1 - z^{-1})^3$$

$$H_4 = \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - 0.5 \cdot z^{-1}} \right)$$

$$H_5 = \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - 0.5 \cdot z^{-1}} \right)^2$$

$$H_6 = \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - 0.5 \cdot z^{-1}} \right)^3$$

Die Dämpfungsverläufe der Filter H1, H2, H3 sind im Bild 6 und die der Filter H4, H5, H6 im Bild 7 dargestellt. Als Abtastfrequenz der Filter wird der für den ADSL Standard spezifizierte Wert von 2.208 MHz gewählt. Die Dämpfungsverläufe sind nur bis zu $0.25 \cdot f_A$ dargestellt. Für niedrige Frequenzen steigt die Dämpfung - abhängig von der Dimensionierung - mehr oder weniger stark an. Der im Empfänger nachgeschaltete Frequenzbereichsentzerrer muß die Abschwächung bei niedrigen Frequenzen wieder ausgleichen. Dies kann bei großen Dämpfungswerten zu Dynamikproblemen führen. Die in dieser Erfindungsmeldung beschriebenen Filter sind daher dann besonders vorteilhaft einsetzbar, wenn der untere Frequenzbereich nicht für die Datenübertragung genutzt wird. Für den splitterlosen digitalen Teilnehmeranschluß wird zur Zeit sowohl bei ETZI als auch bei ITU ein DMT-Verfahren unter dem Stichwort "ADSL-lite" diskutiert, das nur den Frequenzbereich von etwa 70 kHz bis 550 kHz nutzen soll. In diesem Frequenzbereich sind die hier beschriebenen Filter besonders vorteilhaft einsetzbar.

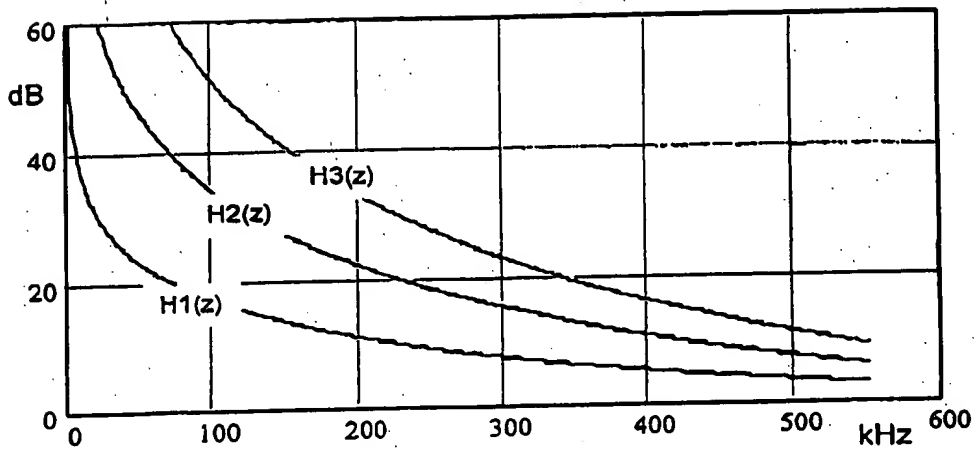


Bild 6: Dämpfungsverläufe der Filter $H1(z)$, $H2(z)$, $H3(z)$

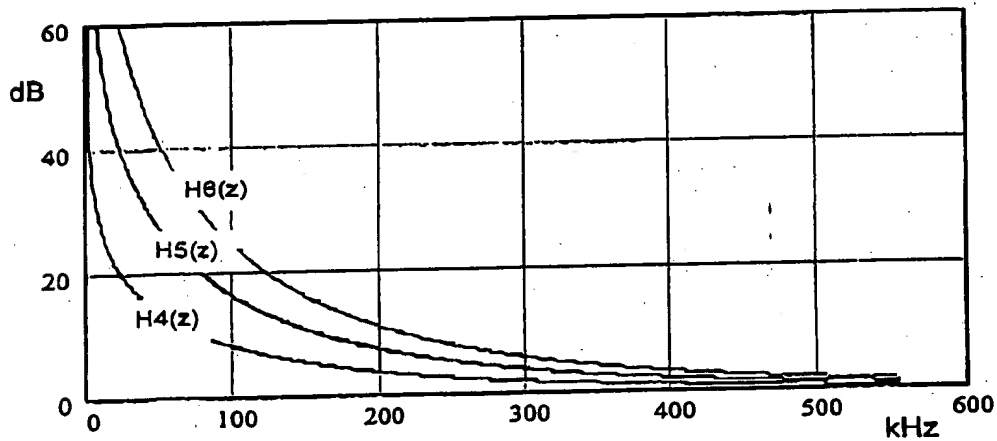


Bild 7: Dämpfungsverläufe der Filter $H4(z)$, $H5(z)$, $H6(z)$

Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit der hier beschriebenen Filter werden abschließend einige Simulationsergebnisse wiedergegeben. Für ein ADSL Übertragungssystem mit einer Zweidrahtleitung der Länge 3.0 km und dem Durchmesser von 0.4 mm wurden mit Hilfe einer Simulation die S/N-Verhältnisse am Entscheidungseingang für alle benutzten Frequenzkanäle (Frequenzen 7 bis 250 entsprechend einem Frequenzbereich von etwa 30 kHz bis 1.1 MHz) bestimmt. Dabei wird kein äußeres Rauschen eingespeist und auch keine Realisierungsungenauigkeiten von Sender und Empfänger berücksichtigt, um den Einfluß des Zeitbereichsentzerrers auf den resultierenden Fehler bzw. dem sich ergebendem Signalstörabstand besser zu verdeutlichen. Die Bilder 8 und 9 zeigen die Ergebnisse, die mit den oben

definierten Digitalfilter erreicht werden können. Zum Vergleich ist jeweils der Verlauf für ein System ohne Zeitbereichsentzerrer (schlechtester S/N-Verlauf) und ein System mit einem auf den benutzten Übertragungskanal im Zeitbereich optimierten Zeitbereichsentzerrer mit 32 Koeffizienten mit dargestellt (bester S/N-Verlauf). Bei Einsatz eines Zeitbereichsentzerrers der hier beschriebenen Art ergeben sich bereits bei Systemen 1. Ordnung erhebliche Verbesserungen im Vergleich zu Systemen ohne Zeitbereichsentzerrer. Bei Systemen mit einer Ordnung > 1 erhält man mit Ausnahme des untersten Frequenzbereichs etwa den gleichen Fehler wie mit einem optimierten Zeitbereichsentzerrer mit 32 Koeffizienten.

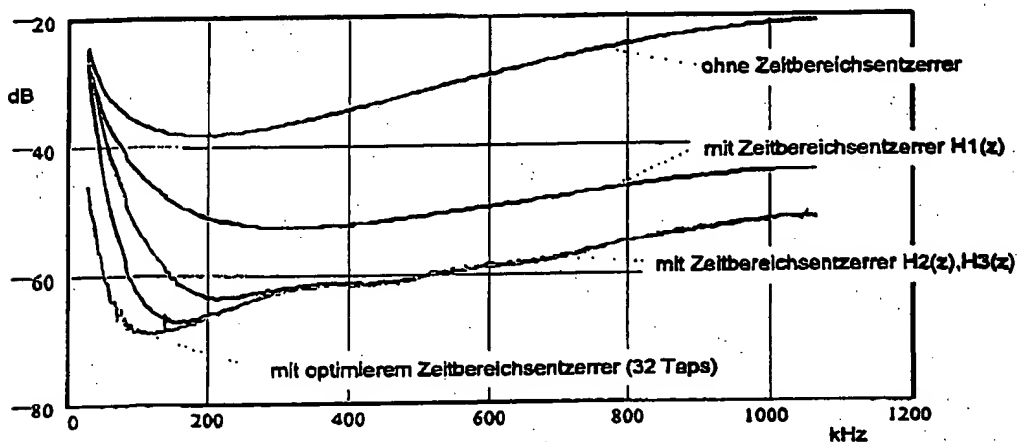


Bild 8: Signalstörabstand am Eingang des Entscheiders für alle genutzten Frequenzkanäle, ohne äußeres Rauschen und Realisierungsungenauigkeiten

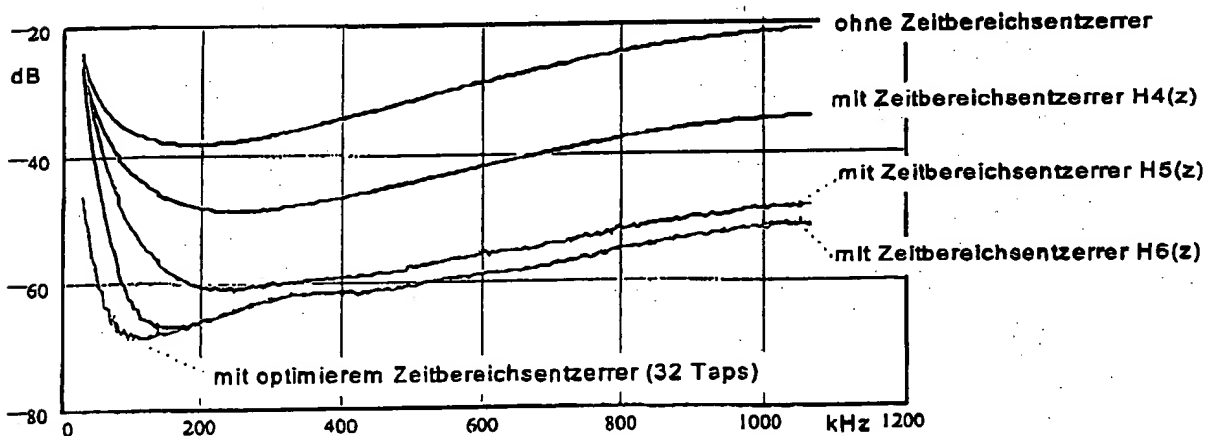


Bild 9: Signalstörabstand am Eingang des Entscheiders für alle genutzten Frequenzkanäle, ohne äußeres Rauschen und Realisierungsungenauigkeiten

1 Einleitung

Im Rahmen dieser Studie sollten die Möglichkeiten einer im Vergleich zu ADSL (Asymmetrical Digital Subscriber Line) schmalbandigeren Hochratenübertragung erörtert werden. Der vermittlungsseitige Transceiver (LT) sollte dabei als in die momentane Line-Card-Infrastruktur der digitalen Vermittlungseinheit integriert angenommen werden. Dies resultierte in Anforderungen für die mittlere Sendeleistung und bedingte eine vergleichsweise hohe, durch die Schaltungsanordnung bedingte, Rauschleistungsdichte des Hintergrundrauschens. Die zugrundeliegenden Überlegungen (von Seiten des Auftraggebers) zur Kombination des 'High-Speed-Modems' mit Einrichtungen der Vermittlungsstelle werden hier nicht dargestellt, sind aber beispielsweise einem Konferenzpapier [1] zu entnehmen.

Von dem Auftraggeber wurden Aussagen insbesondere zu drei Bandbreitestufen (32 kHz, 128 kHz, ca. 500 kHz) für wichtig erachtet. Es sollten Untersuchungen zu möglichen Übertragungsraten durchgeführt werden. In dem vorliegenden Abschlußbericht werden einmal theoretische Ergebnisse auf der Grundlage von Kanalkapazitätsberechnungen, aber auch Resultate von Simulationsläufen mit einer DMT-(Discrete-Multitone)-Mehrträgerübertragung dargestellt.

~~Um überhaupt zu Aussagen gelangen zu können, mußten im interessierenden Frequenzbereich~~
Messungen und Modellierungen der Kabel- und der Nebensprechübertragungsfunktionen durchgeführt werden. Zusammen mit realistischen Störumgebungen, die detailliert erläutert werden, bietet dies die Grundlage für alle Berechnungen und Simulationen.

Ein wichtiger Bestandteil dieser vorliegenden Arbeit bildet auch die Darstellung der konkurrierenden Übertragungsverfahren. Es wird hierzu ebenfalls angegeben, wo diese Verfahren Eingang in die Standardisierung gefunden haben, welche Herstellerfirmen sich für welche Verfahren stark machen und wie sich die Schutzrechtslage gestaltet. Die Multiplexverfahren werden ebenso erläutert und auch in kurzer Form ein Einblick in Möglichkeiten fehlerkorrigierender Codierung gegeben.

Da die Studie international aktuell in den Bereich der Bestrebungen zur Definition eines ADSL-Lite-Systems (G.lite, UAWG) gehört, wurde Überlegungen dazu ein eigener Abschnitt gewidmet.

Auftraggeber: Dr.-Ing. Rudi Frenzel, Siemens AG, Bereich Halbleiter, München

Bearbeiter: Dr.-Ing. Werner Henkel und Dipl.-Ing. Thomas Keßler, Deutsche Telekom AG, Technologiezentrum Darmstadt

9. WHILE ($R_\Sigma < R_T$) {
 suche die Trägerposition i mit maximalem ΔR_i
 (nur diejenigen i , für die gilt: $\hat{R}_i < R_{max}$)
 $\hat{R}_i := \hat{R}_i + 1$
 $\Delta R_i := \Delta R_i - 1$
 IF ($\hat{R}_i = 1$) $N_{used} := N_{used} + 1$
 }

10. Berechnen der P_i für alle verwendeten Träger bei Vorgabe der geforderten Bitfehlerwahrscheinlichkeit \mathcal{P}_b . Bei quadratischen QAM-Konstellationen mit $R_i \geq 4$ ist die Leistung pro Träger P_i näherungsweise gegeben durch [15]:

$$P_i = \frac{2 N_i (2^{R_i} - 1)}{3} \left[\operatorname{erfc}^{-1} \left(\frac{\mathcal{P}_b R_i \sqrt{2^{R_i}}}{2 (\sqrt{2^{R_i}} - 1)} \right) \right]^2 \quad (38)$$

11. Berechne $P_\Sigma = \sum_{i: \hat{R}_i > 0} P_i$ und korrigiere die Teilleistungen entsprechend

$$P_i := \frac{P_T}{P_\Sigma} \cdot P_i.$$

Im Algorithmus nach Fischer et al. wurde eigentlich die Quantisierung erst vor der Berechnung des Quantisierungsfehlers in Schritt 6 durchgeführt. Die Formulierung hier dürfte sich jedoch als vorteilhafter herausstellen.

3.4.2 Zeitbereichsentzerrung bei DMT

Wir hatten schon oben angesprochen, daß eine einfache Entzerrung im DFT-Bereich durch AGC für jeden Träger nur dann möglich ist, wenn die Kanalimpulsantwort auf das Guard-Intervall beschränkt bleibt. Es muß also sichergestellt sein, daß die Inter-Block-Interferenz möglichst gering ist. Eine Zeitbereichsvorentzerrung ist üblicherweise erforderlich.

Es existieren momentan drei verschiedene Ansätze zur Einstellung des Zeitbereichsentzerrers:

1. Gebrochen-rationale Kanalapproximation,
2. Optimierung des quadratischen Fehlers relativ zum Ausgang eines Ersatzsystems aus Kanal und Entzerrer,
3. Optimierung der Kanalkapazität unter Berücksichtigung aller Störanteile (extern und Inter-Block-Interferenz) und des Leck-Effekts der DFT

Die naheliegendste Vorgehensweise ist die erstgenannte, wobei die Parameterwahl nicht immer von vornherein auf die Qualität der Ergebnisse schließen läßt. Der in der praktischen Realisierung verbreitetste Abgleichalgorithmus ist sicher der zweitgenannte. Dieser führt auch i.allg. auf recht gute Ergebnisse. Der drittgenannte Algorithmus wurde erst kürzlich entwickelt und ist daher noch nicht praktisch eingesetzt worden. Simulationen zeigen jedoch, daß er für typische ADSL-Parameter, -Reichweiten und Störumgebungen im Teilnehmeranschlußnetz recht gut geeignet ist. Dieser Algorithmus ist in Deutschland zum Patent (Deutsche Telekom) angemeldet. Im folgenden werden alle Verfahren skizziert, wobei auf das letztgenannte etwas genauer eingegangen wird.

1) Gebrochen-rationale Kanalapproximation: Hier wird die Kanalübertragungsfunktion durch eine gebrochen-rationale Funktion

$$H(z) = A(z)/B(z) \quad (39)$$

approximiert. Ein Entzerrer mit der Übertragungsfunktion $W(z) = B(z)$ reduziert die Übertragungsfunktion auf $A(z)$, d.h. der Nenner der Kanalübertragungsfunktion wird eliminiert. Die gebrochen-rationale Approximation kann relativ leicht beispielsweise mit einer Matlab-Routine (*invfreqz* der Signal-Processing Toolbox) durchgeführt werden und führt auch, wenn man die Ordnung der Zähler- und Nennerpolynome etwas variiert, zu sinnvollen Ergebnissen. Hierdurch wird jedoch nur die Impulsantwort verkürzt und die Störumgebung überhaupt nicht berücksichtigt. Auch ergeben sich teils bessere Ergebnisse, wenn man den Zählergrad größer als das Guard-Intervall wählt, obwohl dies eigentlich die Design-Regel sein sollte, denn das Zählerpolynom kennzeichnet ja die Restimpulsantwort. Dies hat wohl numerische Ursachen und hängt sicher von den verwendeten Approximationsalgorithmen ab.

Das Verfahren der gebrochen-rationalen Approximation wurde in dieser Studie nur einmal alternativ bei der sehr schmalbandigen Anwendung mit einer Bandbreite von nur 32 kHz eingesetzt, da sich hier der neue Algorithmus 3, wie er momentan realisiert ist, als weniger geeignet herausgestellt hat.

2) Ersatzsystem-Methode: Alle Vorschläge, die hierzu existieren, gehen wohl im Prinzip auf eine Veröffentlichung von Falconer und Magee, 1973 [16], zurück. Veröffentlichungen neueren Datums sind beispielsweise die von Bladel, Moeneclae [17] und Farhang-Boroujeny [18]. Einleitend ist der Ansatz jedoch auch in einer Arbeit von Al-Dhahir, Cioffi [19] kurz mit beschrieben. Auf diese Arbeit wird bei der Erläuterung des dritten Abgleichalgorithmus nochmals hingewiesen.

Bild 33 zeigt die prinzipielle Anordnung auf die sich alle diese Vorschläge beziehen. Man stellt sich hier ein Ersatzsystem zu der Kettenschaltung von Kanal und Entzerrer vor: Der quadratische Fehler zwischen den Ausgangssignalen von Kanal/Entzerrer und Ersatzsystem ist zu minimieren. Dies geschieht durch wechselseitiges Anpassen der Koeffizienten des Entzerrers und des Ersatzsystems. Die Herleitung des grundsätzlichen Verfahrens soll hier kurz dargestellt werden. Es existieren mannigfache Simplifikationen, die auch beispielsweise in einem Patent von Amati aufgeführt werden. Auf diese Varianten werden wir hier nicht detailliert eingehen. Üblicherweise werden dort Teilschritte zur Optimierung durch Abschneidoperationen ersetzt, d.h. beispielsweise kann ein zulässiges Ersatzsystem einfach durch Längenbegrenzung der Gesamtimpulsantwort gewonnen werden. Ähnliches gilt für den Entzerrer. Die Optimierung beschränkt sich dann nur noch auf eine Komponente: Entzerrer oder Ersatzsystem. Man könnte sogar den ganzen Algorithmus durch solche Abschneidoperationen realisieren, jedoch waren eigene Untersuchungen hierzu wenig erfolgversprechend.

Zur genaueren Beschreibung des Algorithmus gehen wir von einer vektoriellen Beschreibung aus. $h = [h_0, \dots, h_{M-1}]^T$ bezeichne die ursprüngliche Kanalimpulsantwort ohne Entzerrung, $w = [w_0, \dots, w_{n_w-1}]^T$ sei der Entzerrer und $b = [b_0, \dots, b_{n_b-1}]^T$ sei die gewünschte (kurze) Impulsantwort des Ersatzsystems, das die Kettenschaltung von h und w repräsentiert. v sei ein Vektor aus n_w empfangenen Abtastwerten und x_b sei ein Vektor aus n_b Abtastwerten des Sendesignals, allerdings um Δ verzögert. Unser Ziel ist es nun, w , b und Δ so zu bestimmen, daß der mittlere quadratische Fehler zwischen $w^T \cdot v$ und $b^T \cdot x_b$ minimiert wird.

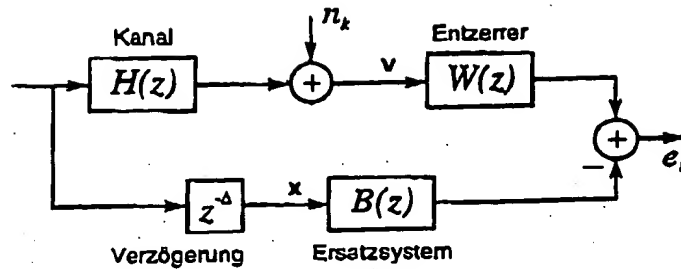


Bild 33: Ersatzsystem von Kanalimpulsantwort und Zeitbereichsentzerrer

Der mittlere quadratische Fehler kann wie folgt geschrieben werden:

$$\begin{aligned} E\{e^2\} &= E\{(w^T \cdot v - b^T \cdot x_b)^2\} \\ &= w^T R_{vv} w + b^T R_{xx} b - 2w^T R_{vx} b \end{aligned} \quad (40)$$

mit

$$R_{vv} = E\{v \cdot v^T\} \quad (41)$$

$$R_{vx} = E\{v \cdot x_b^T\} \quad (42)$$

$$R_{xx} = E\{x_b \cdot x_b^T\} \quad (43)$$

R_{vx} und R_{xx} hängen beide von der Verzögerung Δ ab.

Für eine vorgegebene Verzögerung Δ kann die Optimaleinstellung der Entzerrerkoeffizienten w_{opt} durch Nullsetzen des Gradienten des mittleren quadratischen Fehlers gefunden werden. Anwenden von $\partial E\{e^2\}/\partial w = 0$ führt auf

$$w_{opt} = R_{vv}^{-1} R_{vx} b \quad (44)$$

Dies stellt nun das optimale w in Abhängigkeit von b dar. Setzt man dies wiederum in (40) ein, so erhält man

$$E\{e^2\} = b^T \cdot (R_{xx} - R_{vx}^T (R_{vv}^{-1})^T R_{vx}) \cdot b = b^T \cdot C \cdot b \quad (45)$$

Dieser Ausdruck ist zu minimieren. Dabei ist jedoch die triviale und unsinnige Lösung $b = 0$ zu vermeiden. Um dies sicherzustellen, wird als Nebenbedingung die Normierung $b^T \cdot b = 1$ verwendet. Ein Ansatz mit Lagrange-Multiplier liefert dann

$$E\{e^2\} = b^T \cdot C \cdot b + \lambda(1 - b^T \cdot b) \quad (46)$$

$$\frac{\partial E\{e^2\}}{\partial b} = 2C \cdot b + 2\lambda b \stackrel{!}{=} 0 \quad (47)$$

$$\Rightarrow C \cdot b = \lambda b \quad (48)$$

Es ist somit ein Eigenwertproblem zu lösen. Setzt man die Lösung in Gl. 46 ein, so erhält man

$$E\{e^2\} = \lambda \cdot b^T \cdot b = \lambda \quad (49)$$

Die resultierende quadratische Abweichung ist somit gleich dem Eigenwert. Damit ist die gesuchte Lösung gleich dem Eigenvektor, der zum kleinsten Eigenwert gehört.

Damit wollen wir die prinzipielle Darstellung dieses Algorithmus abschließen. Die Beschreibung aller Varianten des Algorithmus würde den Rahmen dieser Studie sprengen.

Es ist anzunehmen, daß alle momentan verfügbaren ADSL-Modems eine Variante des Ersatzsystem-Abgleichalgorithmus verwenden. Beispielsweise dürfte die oben erwähnte Veröffentlichung von Bladel, Moeneclaey [17] die Grundlage der Implementationen von Alcatel bilden, da die Arbeiten zu dieser Veröffentlichung von Alcatel beauftragt wurden.

3) Optimierung der Kanalkapazität: Bei diesem Algorithmus wird die Kanalkapazität

$$R = \sum_{i=0}^{N_{\text{carr}}} R_i = \sum_{i=0}^{N_{\text{carr}}} \log_2 \left(1 + \frac{S_i}{N_i} \right), \quad (50)$$

maximiert. Die Maximierung der Kanalkapazität entspricht näherungsweise der Maximierung des geometrischen Mittels aus den Störabständen (1 im Argument des Logarithmus vernachlässigt). Es werden alle Rauscheinflüsse, sowohl externe als auch durch Inter-Block-Interferenz bedingte, zusammengefaßt, und es wird auch berücksichtigt, daß die empfangsseitige DFT eine Rechteckfensterung darstellt, die zu einem Leckeffekt führt. Sehr offensichtlich wird der Leckeffekt in der Nähe von DC. Dort sollte idealerweise der Störabstand gegen unendlich gehen, wenn man von der NEXT-Funktion ausgeht, die dort eine Nullstelle hat. Auch die Übertragungsfunktion ist um DC am günstigsten. Tatsächlich wird jedoch der Störabstand in der Gegend um DC wieder schlechter, da Rauschanteile infolge des Leckeffekts dorthin gefaltet werden (siehe die SNR-Darstellungen in Abschnitt 10). Der Leckeffekt ist lediglich für das Rauschen von Bedeutung, da dieses im Gegensatz zum Signal keinen zyklischen Präfix aufweist.

Der Algorithmus findet eine Lösung, die üblicherweise nicht streng die Impulsantwort auf die Länge des Guard-Intervalls (+1) beschränkt. Er sucht stattdessen einen Kompromiß zwischen externem Geräusch und Inter-Block-Interferenz, wobei der Leckeffekt eine wesentliche Rolle spielt. Ohne den Leckeffekt wäre auch lediglich die Impulsantwortlänge von Bedeutung, denn eine beliebige Übertragungsfunktion würde das SNR für die einzelnen Träger nicht verändern, da ja sowohl Signal als auch Rauschen mit dem gleichen Faktor multipliziert würden.

Die Überlegung, die Kanalkapazität zu optimieren, geht zurück auf eine Veröffentlichung von Al-Dhahir, Cioffi [19], wo zwar dieses Optimierungskriterium genannt wird, bei der Durchführung jedoch wird nur das geometrische Mittel der Kanalenergie maximiert. Zusätzlich wird wieder auf den Ersatzsystem-Algorithmus zurückgegriffen. Die zentrale Erkenntnis, die es nun erst gestattet, die Kanalkapazität selbst wirklich zu optimieren, ist das Einbeziehen des Leckeffekts der DFT, welcher zuvor bislang nicht berücksichtigt wurde.

Der Einfachheit halber zitieren wir nun zur Beschreibung des Algorithmus eine kürzlich erstellte Veröffentlichung in englischer Sprache (der deutsche Patenttext ist durch unabgestimmte Änderungen der Patentabteilung etwas unverständlich).

In the sequel, the steps of the iterative algorithm are described. There, N_{carr} denotes the maximum possible number of used carriers. For baseband applications like DMT, one has to consider conjugacy constraints to ensure that the time-domain signal is real. This means that the upper half of the DFT frame is dependent on the lower half. The DFT block length is then $N_{\text{DFT}} = 2 \cdot N_{\text{carr}}$. The algorithm, however, requires an oversampling in frequency domain by a factor of two, which leads to a DFT block length of $N_{\text{DFT}2} = 4 \cdot N_{\text{carr}}$.

The steps of the adaptation algorithm¹:

1. Determine the DFT transform $\mathcal{N} = \langle \mathcal{N}_i \rangle$ of the impulse response corresponding to the noise, taking into account all the spectral properties of the external noise. \mathcal{N}_i^2 is the discrete noise power spectral density.
2. Let \mathcal{H}_i be proportional to the discrete channel response. The quotient $\mathcal{H}_i/\mathcal{N}_i$ is normalized, such that $\sum_i |\mathcal{H}_i|^2 / \sum_i |\mathcal{N}_i|^2$ represents the signal-to-noise ratio SNR_{in} at the input of the equalizer when using all possible carriers with the same transmit power:

$$\mathcal{H}_i := \mathcal{H}_i \cdot \sqrt{\text{SNR}_{\text{in}} \cdot \frac{\sum_i |\mathcal{N}_i|^2}{\sum_i |\mathcal{H}_i|^2}} \quad (51)$$

3. Product \mathcal{S}_i of the channel response \mathcal{H}_i times the equalizer response W_i in the DFT domain:

$$\mathcal{S}_i = \mathcal{H}_i \cdot W_i \quad (52)$$

4. Determine the corresponding impulse response by applying the IFFT:

$$s = \text{IFFT}(\mathcal{S}) \quad (53)$$

5. Determine the mean signal power density fraction $|\mathcal{N}_i^s|^2$ of the part of the impulse response s that exceeds the guard interval and influences the next frame.

6. Compute the product of \mathcal{N}_i times the equalizer frequency response W_i :

$$\mathcal{N}_i^n = \mathcal{N}_i \cdot W_i \quad (54)$$

7. Add the noise power density components from steps 5 and 6:

$$|\mathcal{N}_i|^2 = |\mathcal{N}_i^s|^2 + |\mathcal{N}_i^n|^2 \quad (55)$$

8. Compute the autocorrelation function n_i that corresponds to the total noise power spectral density $|\mathcal{N}_i|^2$:

$$\langle n_i \rangle = \text{IFFT}(\langle |\mathcal{N}_i|^2 \rangle) \quad (56)$$

9. Introduce the leakage effect of the DFT by multiplying n_i with a triangular function t_i :

$$\begin{aligned} \lambda_i &= n_i \cdot t_i, \quad i = 0, \dots, 4N_{\text{carr}} - 1 \\ t_i &= \begin{cases} \frac{2N_{\text{carr}} - i}{2N_{\text{carr}}}, & i = 0, \dots, 2N_{\text{carr}} \\ \frac{i}{2N_{\text{carr}}}, & i = 2N_{\text{carr}} + 1, \dots, 4N_{\text{carr}} - 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (57)$$

According to [20], the influence of a rectangular time-domain windowing, which is due to the DFT operation at the receiver, corresponds to the multiplication of the time-domain equivalent (autocorrelation function) of the noise power spectral density times a triangular function. In order to describe the triangular function approximately with the discrete time-domain vector, an oversampling in frequency domain by (at least) a factor of 2 is chosen. This means that the algorithm relies on a frequency scale with at least the half of the DMT carrier spacing.

¹ $\langle x_i \rangle$ denotes the vector with components x_i .

10. Transform of λ into the DFT domain:

$$\Lambda = \text{FFT}(\lambda) \quad (58)$$

11. Determine the signal-to-noise ratio SNR_i for every used carrier location. No frequencies are considered that just resulted from the oversampling, only the ones that are actually used and are at multiples of the original carrier spacing.

$$\text{SNR}_i = S_i / \Lambda_i, \quad S_i = |S_i|^2, \quad i \in U \quad (59)$$

U denotes the set of actually used carrier locations.

12. Summation of all channel capacities at all carrier locations:

$$R = \sum_{i \in U} \log_2(1 + \text{SNR}_i) \quad (60)$$

R is the parameter to be optimized, which can be carried out by any multidimensional optimization algorithm, like AMOEBA (Downhill Simplex Method) in [21], iteratively modifying the time-domain equalizer coefficients. For each iteration, all the steps 3 to 12 have to be repeated. The change of R between two successive iterations may serve as a termination criterion. This means, the actual value of R is stored for the next iteration to allow for a comparison, afterwards. If the change of R falls below a certain threshold, the iteration is terminated.

Instead of R , the geometric mean of all the SNR_i , $i \in U$, can be maximized.

Both noise components (external noise and inter-block interference) are combined in Step 7 and the leakage is treated in Step 9.

Step 5 needs to be explained in some more detail. When receiving a DMT signal, the detection frame will be positioned in time such that the inter-block interference is minimized. The optimum position is a tradeoff, where precursors resulting from components of the preceding frame as well as postcursors resulting from components of the following frame have to be considered as a disturbance. Four such exemplary impulse responses resulting from components of neighboring frames next to the detection frame are depicted (for illustration purposes in continuous form) in Fig. 34. The rectangular dots symbolize further impulse responses resulting from the following components on both sides of the detection frame. For every position of the impulse responses, the portion inside the detection frame has to be extracted by a rectangular window. The number of impulse responses that have to be considered is dependent on the length of the impulse response. Applying an FFT and afterwards computing the squared amplitudes of every DFT-domain component (periodogram) yields the corresponding noise power spectral density (PSD). All such noise PSD contributions from the neighboring frames have to be summed up to obtain a mean noise PSD of the inter-block interference. Like for signal-independent external noise, the rectangular windowing of the DFT has to be considered. This means the leakage effect comes into play here, too. For illustration, both noise types are summed up in Step 7, before the leakage is incorporated in Step 9. Hereto, the detection frame has to be taken twice as long, like for external noise. However, the computationally more efficient solution would be to use a non-extended detection frame, whereby the leakage is automatically taken into account. The less computationally efficient description has been preferred here, because it unveils the similarity between both noise components more clearly.

Let the length of the guard interval be n_G . The position of the detection frame can be estimated by first finding the position of a frame of length $n_G + 1$ with the maximum energy content when sliding over the entire impulse response. The detection frame starts right after it.

In the sequel, the procedure is again described in a more formal way. Let us first suppose that the time axis zero point of the total impulse response s_i is located at the 'center of energy'. Such a time-axis shift has no influence on the results. Now, let the impulse response have non-zero components for $i = -n_v, \dots, 0, \dots, n_n$, with n_v being the number of precursor and n_n being the number of postcursor samples. The mean PSD portion $|N_i^s|^2$ resulting from the part of the impulse response that influences the neighboring frames can be computed as follows:

Precursors: $\forall \sigma_v = 0, \dots, n_v - a$ (possible positions of the impulse response, resulting from different samples; a , see, Fig. 34):

$$\begin{aligned} s_{4N_{\text{carr}}-1-i}^{(\sigma_v)} &= s_{-a-i-\sigma_v}, & i &= 0, \dots, n_v - a - \sigma_v \\ s_{4N_{\text{carr}}-1-i}^{(\sigma_v)} &= 0, & i &= n_v - a - \sigma_v + 1, \\ & & & \dots, 4N_{\text{carr}} - 1 \end{aligned}$$

Postcursors: $\forall \sigma_n = 0, \dots, n_n - n_G + a - 2$:

$$\begin{aligned} s_i^{(\sigma_n)} &= s_{n_G-a+1+i+\sigma_n}, & i &= 0, \dots, \\ & & & n_n - n_G + a - 2 - \sigma_n \\ s_i^{(\sigma_n)} &= 0, & i &= n_n - n_G + a - 1 - \\ & & & \sigma_n, \dots, 4N_{\text{carr}} - 1 \end{aligned}$$

As already described, we chose the frame length of the detection frame to be $4N_{\text{carr}}$ samples long, because of similar treatment of both noise components. The real detection frame at a DMT receiver has, of course, only $2N_{\text{carr}}$ samples.

The mean PSD of the inter-block interference is now obtained by summing up all precursor and postcursor components.

$$|N_i^s|^2 = \sum_{\sigma_v} |S_i^{(\sigma_v)}|^2 + \sum_{\sigma_n} |S_i^{(\sigma_n)}|^2,$$

with $S^{(\sigma_v)} = \text{FFT}(s^{(\sigma_v)})$, $S^{(\sigma_n)} = \text{FFT}(s^{(\sigma_n)})$.

Bei der Anwendung des Algorithmus für die sehr geringe Bandbreite von 32 kHz ergaben sich bei der Adaption Stabilitätsprobleme. Dies liegt jedoch sicher nicht in dem Prinzip des Algorithmus begründet, sondern wahrscheinlich in der programmtechnischen Realisierung. Bei den größeren Bandbreiten wurden die Parameter (Abtastrate, Trägerabstand) von ADSL zugrundegelegt. Dort gab es keinerlei Probleme mit dem Entzerreralgorithmus 3. Um zu klären, warum der neue Entzerreralgorithmus bei einer Bandbreite von nur 32 kHz wenig geeignete Entzerrereinstellungen lieferte, wäre eine längere Untersuchung nötig gewesen, die im Rahmen der Studie nicht zu leisten war. Mit einer geringfügigen Modifikation im Algorithmus 3 wurde dennoch eine Entzerrereinstellung gewonnen. Es zeigte sich jedoch auch hier ein instabiles Verhalten während der Adaption.

Dies schließt die Behandlung der beiden zentralen Algorithmen – Bitallokation und Zeitbereichsentzerrereinstellung – eines DMT-Systems ab. Wir hatten schon oben angemerkt, daß eine Problematik eines DMT-Systems das relativ hohe Spitzen-Mittelwert-Verhältnis ist. Dieser Problematik ist das folgende Kapitel gewidmet.

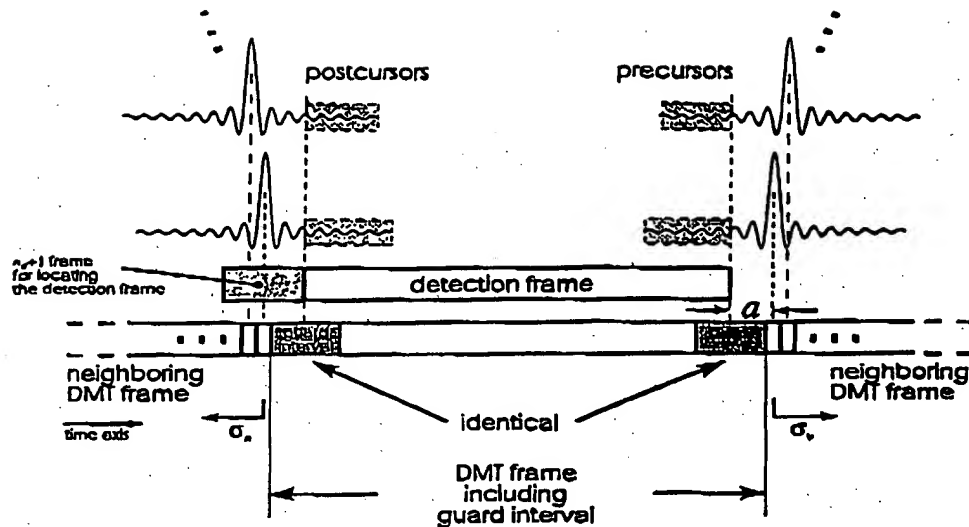


Bild 34: Inter-Block-Interferenz von Nachbarrahmen

3.4.3 Reduktion des Spitzen-Mittlerwert-Verhältnisses bei DMT

Das hohe Spitzen-Mittlerwert-Verhältnis (Peak-to-Average Ratio, PAR=Crest-Faktor²) resultiert aus der nahezu Gauß-förmigen Amplituden-Häufigkeitsverteilung eines DMT-Zeitsignals. Dies stellt besondere Anforderungen an die Dynamik der analogen Schaltungsteile. In einem späteren Kapitel wird aus dem Spitzenwert, den die Anlogschaltung verarbeiten kann, die mittlere Sendeleistung des High-Speed-Modem berechnet. Dabei liegt die durch das Abschneiden (Clipping) hervorgerufene Störleistung und die daraus resultierende Bitfehlerwahrscheinlichkeit zugrunde. Im Falle von Echokompensation sollen die Auswirkungen wegen nichtlinearer Echos noch kritischer sein. Dazu liegen jedoch bei uns bislang keine Erfahrungen vor.

Es existieren bislang fünf prinzipiell verschiedene Vorschläge zur Reduzierung der Spitzenwerte, wobei insbesondere einer hervorzuheben ist, da er vollständig im Zeitbereich arbeitet und damit einen relativ geringen Aufwand bedeutet. Algorithmen, die mehrere FFTs oder gar DFT-Transformationen erfordern, sind praktisch für eine Anwendung bei xDSL nicht von Interesse. Alternativ wäre vielleicht auch ein Verfahren denkbar, das nur im DFT-Bereich operiert. Allerdings existiert hierzu nur ein Vorschlag (Patent Deutsche Telekom), der aus Gründen des Speicherbedarfs sich nur für 4-PSK auf allen Trägern und relativ geringen Trägerzahlen (≤ 64) eignet.

Es wird nun kurz eine Übersicht über die verschiedenen Verfahren gegeben. Das momentan günstigste, bereits angesprochene Verfahren, das auch bei ITU Study Group 15 als Beitrag [22] eingebracht wurde, wird etwas ausführlicher dargestellt.

Iterative Spitzenwerteliminierung durch Projektion auf redundante Unterräume [23]
Dieses Verfahren verwendet (äquidistante) nicht belegte Träger als Redundanzstellen, mit denen die abgeschnittenen Signalspitzen eliminiert werden. Die Redundanzstellen spannen einen Unterraum auf, auf den der Signalverlauf aus abgeschnittenen Signalanteilen projiziert wird. Es wird der entsprechend negative Wert den redundanten Trägerbelegungen hinzuaddiert. Nach einer Quantisierung der Trägerbelegung auf die zulässigen Werte erfolgt eine Iteration, die allerdings jedesmal die Berechnung des Zeitbereichssignals enthält.

- [16] Falconer, D.D., Magee, F.R. Jr.: Adaptive Channel Memory Truncation for Maximum Likelihood Sequence Estimation, *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 52, No. 9, Nov. 1973, S. 1541-1562.
- [17] van Bladel, M., Moeneclaey, M.: Time-domain Equalization for Multicarrier Communication, *Proc. Communication Theory Mini-Conference (Globecom '95)*, Singapore, 13-17 Nov. 1995, S. 167-171.
- [18] Farhang-Boroujeny, B.: Channel Memory Truncation for Maximum Likelihood Sequence Estimation, *Proc. Communication Theory Mini-Conference (Globecom '95)*, Singapore, 13-17 Nov. 1995, S. 172-176.
- [19] Al-Dhahir, N., Cioffi, J.M.: Optimum Finite-Length Equalization for Multicarrier Transceivers, *IEEE Trans. on Comm.*, Vol. 44, No. 1, Jan. 1996.
- [20] Kammeyer, K.D., Kroschel, K.: *Digitale Signalverarbeitung*, Teubner, Stuttgart, 1996, S. 231.
- [21] Press, W.H., Flannery, B.P., Teukolsky, S.A., Vetterling, W.T.: *Numerical Recipes*, Cambridge University Press, Cambridge, 1989, S. 289 ff.

- [22] Tellado, J., Cioffi, J.M.: PAR Reduction in Multicarrier Transmission Systems, *Delayed Contribution ITU 4/15*, D.150 (WP 1/15).
- [23] Friese, M.: Mehrträgermodulation mit kleinem Crest-Faktor, *VDI Fortschritt-Berichte*, Reihe 10, Nr. 472, Düsseldorf 1997.
- [24] Müller, S.H., Huber, J.B.: A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM, *Proc. of the Int. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC '97*, Sept. 1997, Helsinki, Finland, S. 1090-1094 (<http://www-ht.e-technik.uni-erlangen.de/~dgc>).
- [25] Carter, R.O.: Low-Disparity Binary Coding System, *Electr. Letters*, Vol. 1, No. 3, Mai 1965, S. 67-68.
- [26] Müller, S.H., Huber, J.B.: Vergleich von OFDM-Verfahren mit reduzierter Spitzenleistung, *Proc. 2. OFDM-Fachgespräch*, Braunschweig, Sept. 1997.
- [27] Müller, S.H., Huber, J.B.: A Comparison of Peak Power Reduction Schemes for OFDM, *Proc. IEEE Globecom '97*, Nov. 1997, Arizona, USA, S. 1-5.
- [28] Henkel, W., Wagner, B.: Trellis Shaping for Reducing the Peak-to-Average Ratio of Multitone Signals, *Proc. ISIT 1997*, Ulm, 29.06-04.07.1997, S. 519.
- [29] Forney, G.D.: Trellis Shaping, *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol. IT-38, No. 2, März 1992, S. 281-300.
- [30] Ng, Y.N., Grant, P.M., Stirling-Gallacher, R.A.: Carrier Tracking Technique for OFDM Signal Transmissions, *Electronics Letters*, Vol. 32, No. 22, 24. Okt. 1996, S. 2047-2048.
- [31] Pollet, T., Spruyt, P., Moeneclaey, M.: The BER Performance of OFDM Systems using Non-Synchronized Sampling, *Proc. Globecom 1994*, San Francisco, 28.11.-02.12.1994, S. 253-257.

Confidential
to
Siemens AG

Invention disclosure
please forward secretly

file number
98E2237DE (handwritten)

I/we (first name and family name of the inventor(s) - more details
and signature on last page
Heinrich Schenk (handwritten)

date of execution
[redacted] (handwritten)

on the following pages, herewith, a fully described invention is announced with the title:
"Schaltungsanordnung für einen Zeitbereichsentzerrer bei der diskreten Multitonmodulation"
(handwritten, switching arrangement for a time domain equalizer used for discrete multitone
modulation)

I to the supervisor of the inventor(s)
Mr. Dr. Dielacher (handwritten)

received
[redacted] (handwritten)

with request for response to the following questions:

- a) When did you receive the invention declaration.
- b) Is the invention based on public work? (no, see tic)
- c) Please, in case of responsibility comment on section III.

[redacted] date, handwritten) Dielacher (signature)

II. Please forward immediately due to a term
to ZFE GR (patent division) for further prosecution

received

III To supervisor of line of business or division department, respectively
Mr. Dr. Eul (handwritten)

received

Dr. Eul
[redacted]
HLDT (stamp)

Decision and recommendation on claim, respectively (tic accordingly)

The invention shall be made claim on unlimited (yes, see tic)

The invention may be considered as company secret (no, see tic)

The invention may be subject of foreign applications in
Europe, USA, Japan (handwritten)

Remarks of ZFE GR
[redacted]

Presumably, the invention will be not used. In case of a release a
right of use is desirable (no see tic).

The invention can be released to the invention unconditionally. (no, see tic)

This invention is not of our field of interest. The following divisions are to be
consulted:

[redacted] (stamp), Eul (signature of supervisor of division department)

1. What kind of technical problem shall be solved by the invention?
2. How is this problem solved by state of the art?
3. How does your invention solve the indicated technical problem?

- 1.
2. see annexes
- 3.

4. For further explanations following annexes are attached:
 - pages of illustrations of one or more embodiments of the invention.
 - pages of additional descriptions (e.g. laboratory reports, experiment reports)
 - pages of literature describing state of the art of the present invention
 - pages of additional documents.

5. Which departments are interested in this invention ?
6. Has the inventions been tested yet (experiments, preparation of samples)
no (see tic), simulation results (handwritten)
7. The invention is applicable to which product: ADSL-chip (handwritten)
8. Is the use of the invention intended?
9. Has a product based on the invention been delivered or is a delivery intended? (no, see tic)
10. Is a publication of the invention intended? (no, see tic)
11. Is a notification of the invention to someone exterior of the enterprises intended or has been forwarded already?

12. Details of the inventor

name, first name	Schenk, Heinrich
academic grade, title, profession	Dr. Ing.
working place	HLDTC, Mch-B
activity in the enterprise	system engineer
internal telephone	28121
nationality	German
postal code, town	81476 München
street, no	Fatimastr. 3
date of birth	16.5.1946
personal number	020000

13. Is this invention
 - a) part of your activity (yes, see tic)
 - b) part of an other activity of your employer (no, see tic)
14. What percentage is your contribution of the invention 100 % (handwritten).
15. Is the invention announced as VV as well ? (no, see tic).
16. If you consider this invention to be a free invention, please comment 133621.
17. We confirm to your best knowledge that no one else participates on this invention
Schenk (signature).

Notification of invention

Circuit arrangement for a time domain equalizer for discrete multitone modulation

1. What technical problem is the invention intended to solve?

Discrete multitone modulation (DMT) can be used to transmit data over channels which introduce linear distortion. In this case, advantages may arise over single-carrier methods in terms of flexibility when matching the data rate or the transmission spectrum to the transmission channel or the noise environment. The method is used for digital broadcasting (DAB = Digital Audio Broadcast) under the name OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex). This method has likewise been standardized for the asymmetric digital subscriber line (ADSL) using normal telephone lines.

In the modulation method, the transmission signal is composed of a large number of sinusoidal signals, with each individual sinusoidal signal having both its amplitude and its phase modulated. What is obtained is therefore a large number of quadrature amplitude modulated signals.

This is implemented by using inverse FFT (Fast Fourier Transformation) in the transmitter and normal FFT, for which there are efficient signal processing algorithms, in the receiver.

Figure 1 shows the basic block diagram for the DMT transmission system.

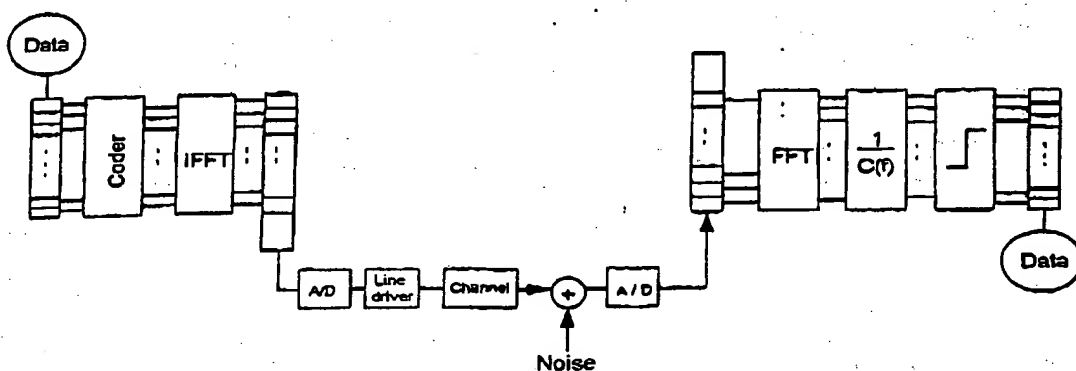


Figure 1: Block diagram of the DMT transmission system.

The data to be transmitted are first combined into blocks. Depending on hierarchy, a certain number of bits to be transmitted is then respectively allocated to a complex number. N such complex data vectors are then subsequently transformed into the time domain using inverse discrete Fourier transformation (IDFT). The values obtained after transformation are immediately the samples of the transmission signal. The complex data vectors may thus be regarded as amplitudes for cosine (real part) and sine (imaginary part) oscillations which are to be transmitted within a block. The frequencies are distributed equidistantly in this case and are

$$f_i = i \cdot \frac{1}{T} \quad i = 1, 2, \dots, N/2$$

where T is the duration of a block and N is the number of samples in a DFT block. If a power of two is chosen for N, the inverse FFT (Fast Fourier Transform) can be applied for the transformation into the time domain, in which case the implementation complexity is severely reduced.

Before being forwarded to the D/A converter, the last M samples of a block ($M < N$) are appended to the start of the block again (cyclic prefix). This allows a periodic signal to be simulated in the receiver when the transient process caused by the transmission channel has died down after M samples, in line with a time of $T \cdot \frac{M}{N}$.

The complexity of equalization can thus be severely reduced in the receiver, since after the demodulation in the receiver it is only necessary to multiply by the inverse channel frequency response in order to eliminate the linear distortions in the transmission channel (one complex or four real multiplication operations per frequency line).

In the case of data transmission over copper lines, relatively long transient processes arise. On the other hand, it is desirable to keep the cyclic prefix as small as possible in relation to the block length ($M \ll N$) in order to obtain the smallest possible reduction in the transmission capacity. By way of example, in the ADSL standard a block length of $N=512$ has been stipulated for the data transmission from the exchange to the subscriber and a value of $M=32$ has been stipulated for the cyclic prefix. Since the transient process has not yet died down after 32 samples, additional errors arise in the receiver which cannot be compensated for by the frequency domain equalizer. Figure 2 shows the S/N ratio in dB, obtained using a simulation, after the demodulation and ideal frequency domain equalization directly upstream of the decision-maker for all frequency channels used for an ADSL

system. Of the $N=256$ frequency lines, lines 7 to 250 are used for data transmission. The line interval is 4.3125 kHz, which means that the range from approximately 30 kHz to 1.1 MHz is obtained for the transmission frequency band. The transmission line chosen was a two-wire line with a length of 3 km and a diameter of 0.4 mm (parameters based on ETSI DTR/TM-06001).

Ignoring external and internal interference (channel noise, crosstalk, implementation inaccuracies for the A/D and D/A converter and for the transmission amplifier, quantization noise), values in the range from approximately -21 to -38 dB are obtained for the S/N ratio at the decision-maker input.

The error caused by the transient component not dying down after the demodulation can be reduced or eliminated using special signal processing measures. The present notification of invention describes a method and a circuit arrangement for eliminating such interference. The implementation complexity measured as the number of multiplication operations per second for the correction and for the adaptive adjustment is much lower in the case of this method than in the case of the methods used at present.

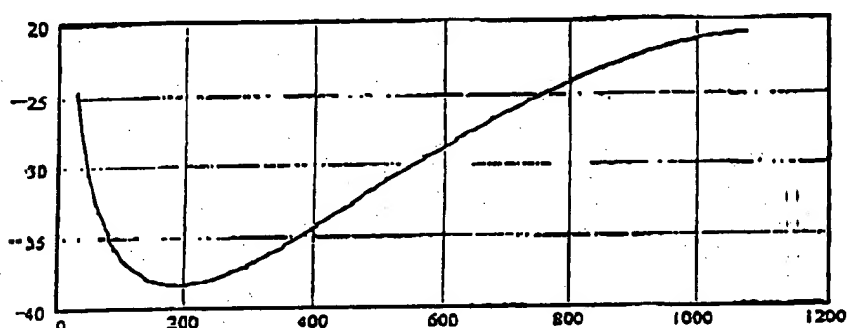


Figure 2: Signal-to-noise ratio at the input of the decision-maker for all frequency channels used, without a time domain equalizer, with an ideal frequency domain equalizer, line length 3 km (0.4 mm diameter)

2. How has this problem been solved to date?

Figure 3 shows the block diagram of a DMT receiver. To shorten the transient process, a special equalizer (TDEQ = Time Domain Equalizer) is arranged upstream of the demodulation section. In this context, the block TDEQ comprises a transverse filter whose coefficients are adjusted adaptively (see figure 4). This is referred to as a time domain equalizer, although the linear distortions in the channel are not equalized in this case. The task of this time domain equalizer is merely to shorten

the impulse response of the overall system comprising transmitter, transmission channel and time domain equalizer (number of impulse response values as far as possible $< M$), without producing additional stop points in the passband. This time domain equalizer has only very little influence on the noise response, since the frequency range equalizer also needs to compensate for the frequency response distortions in the time domain equalizer.

The attached annex (extract from a study commissioned by Siemens) indicates a few methods for designing such time domain equalizers. These are transverse filters which operate at the sampling frequency (in the case of ADSL at approximately 2.2 MHz). For a filter length of approximately 20 to 40 coefficients, it is therefore necessary to perform approximately 50 to 100×10^6 multiplication operations per second. In addition, considerable complexity is obtained for the adaptive coefficient adjustment.

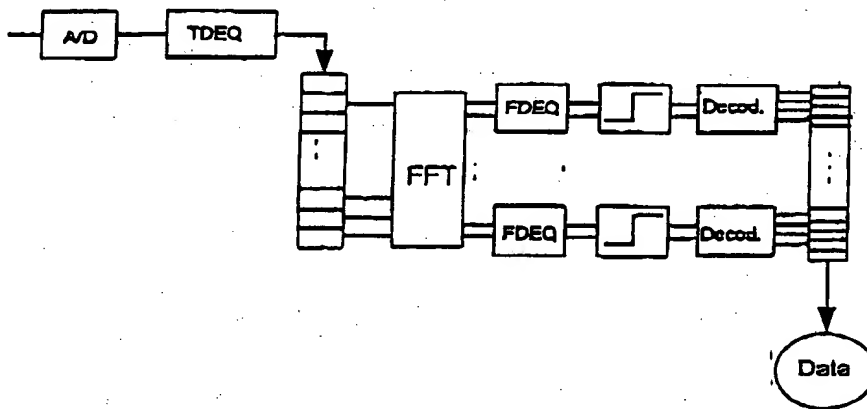


Figure 3: Block diagram of a DMT receiver

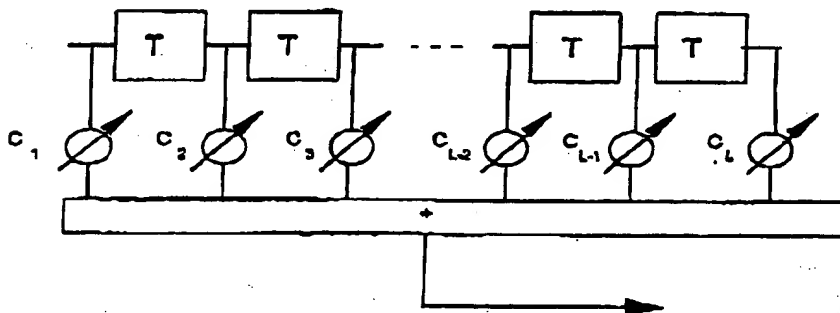


Figure 4: Block diagram of the time domain equalizer (block TDEQ)

3. How does the present notification of invention solve this problem?

Instead of the adaptive transverse filter with approximately 20 to 40 coefficients, the present notification of invention proposes a digital filter with just a few fixed coefficients for the time domain equalizer. To avoid "genuine" multiplication operations, filters are selected which have integer coefficients or coefficients which can be represented using simple shift operations.

It is evident that to shorten the system impulse response the time domain equalizer should have a zero point at the frequency 0. In addition, the equalizer should not have a zero point in the transmission frequency range, so that the transmission capacity is not additionally restricted. For this reason, the time domain equalizer will have high-pass filter properties. Filters with the property described above can be described as follows:

a) nonrecursive filters:

$$H_{NRck} = V_0 \cdot (1 - z^{-1})^n \quad (1)$$

b) recursive filters

$$H_{Rck} = \frac{H_{NRck}(z)}{(1 - c_0 \cdot z^{-1})^m} \quad \text{with } c_0 = \pm(1 - 2^{-L}) \text{ Integer} \quad (2)$$

If $m=n$ is chosen, then a filter is obtained with the transfer function

$$H_{Rck} = \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - c_0 \cdot z^{-1}} \right)^n \quad (3)$$

The digital filters can thus easily be produced without a multiplier.

Figure 5 shows the block diagram for a filter with the transfer function shown in (3). In this case, a positive value has been assumed for the coefficient c_0 . When a negative coefficient is chosen, only the two arithmetic signs for the feedback values in the first summator change. If $L=0$ is chosen, then $c_0=0$ is obtained for the coefficient, and a purely nonrecursive system is obtained.

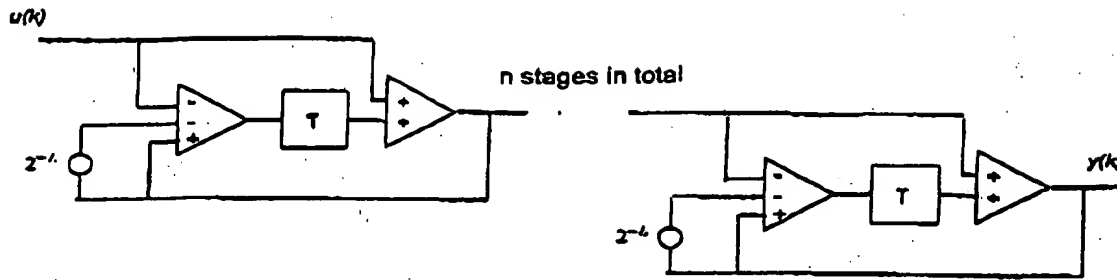


Figure 5: Block diagram for an equalizer filter with the transfer function shown in equation (3)

If a multistage filter is chosen, it is naturally also possible to provide the feedback coefficients c_v with different dimensions. Generally, the following expression is obtained for the time domain equalizer's transfer function:

$$H(z) = \prod_{v=1}^n \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - c_v \cdot z^{-1}} \right) \quad \text{with } c_v = \pm(1 - 2^{-L_v})$$

For the time domain equalizer, a digital filter is thus obtained which can be made up of a concatenated circuit comprising a plurality of 1st-order single filters. Each single filter can be implemented using a state memory and shift and also addition/subtraction operations.

To keep down the implementation complexity, it naturally makes sense to keep the number of stages and hence the filter grade of the digital filter as small as possible. The text below considers the following systems by way of example:

$$H_1 = (1 - z^{-1})$$

$$H_2 = (1 - z^{-1})^2$$

$$H_3 = (1 - z^{-1})^3$$

$$H_4 = \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - 0.5 \cdot z^{-1}} \right)$$

$$H_5 = \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - 0.5 \cdot z^{-1}} \right)^2$$

$$H_6 = \left(\frac{1 - z^{-1}}{1 - 0.5 \cdot z^{-1}} \right)^3$$

The damping profiles of the filters H1, H2, H3 are shown in figure 6, and those of the filters H4, H5, H6 are shown in figure 7. The sampling frequency chosen for the filters is the value of 2.208 MHz which is specified for the ADSL standard. The damping profiles are shown only up to $0.25 \cdot f_A$. For low frequencies, the damping rises - depending on the design - to a greater or lesser extent. The frequency range equalizer connected downstream in the receiver needs to compensate for the attenuation at low frequencies again. This can result in problems with dynamics at high damping values. The filters described in this notification of invention can therefore be used to particular advantage when the lower frequency range is not used for data transmission. For the splitterless digital subscriber line, both ETSI and ITU are currently discussing a DMT method under the headword "ADSL-lite", which is intended to use only the frequency range from approximately 70 kHz to 550 kHz. In this frequency range, the filters described here can be used to particular advantage.

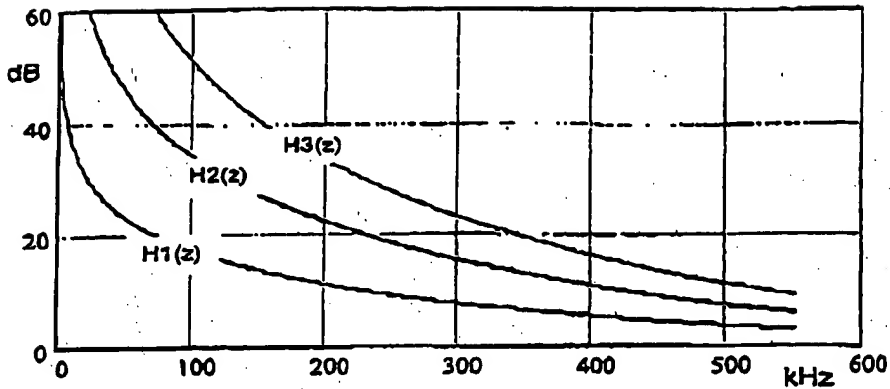


Figure 6: Damping profiles for the filters $H1(z)$, $H2(z)$, $H3(z)$

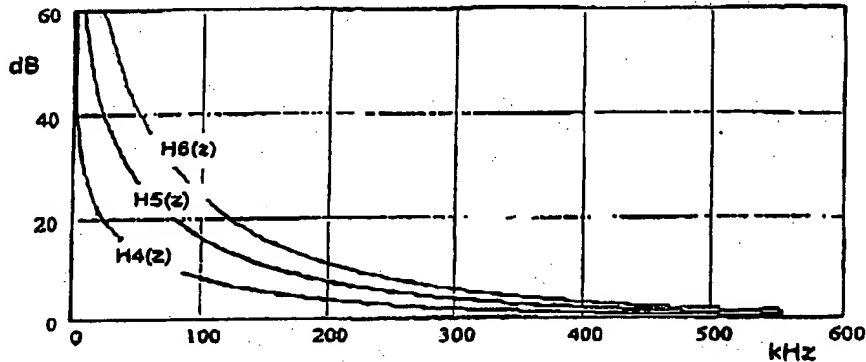


Figure 7: Damping profiles for the filters $H4(z)$, $H5(z)$, $H6(z)$

To assess the performance of the filters described here, a few simulation results are finally shown. For an ADSL transmission system with a two-wire line of length 3.0 km and diameter 0.4 mm, a simulation has been used to determine the S/N ratios at the decision-maker input for all frequency channels used (frequencies 7 to 250 in line with a frequency range from approximately 30 kHz to 1.1 MHz). In this case, no external noise is supplied and also no implementation inaccuracies for the transmitter and receiver are taken into account in order to provide better clarification of the influence of the time domain equalizer on the resultant error or on the resultant signal-to-noise ratio. Figures 8 and 9 show the results which can be achieved with the digital filters defined above. For the purposes of comparison, the profile for a system without a time domain equalizer (worst S/N profile) and a system with a 32-coefficient time domain equalizer optimized in the time domain to the transmission channel used (best S/N profile) is respectively shown too. When using a time domain equalizer of the type described here, significant improvements over

systems without a time domain equalizer are obtained even with 1st-order systems. In the case of systems whose order is > 1 , approximately the same error as with a 32-coefficient optimized time domain equalizer is obtained, with the exception of the lowest frequency range.

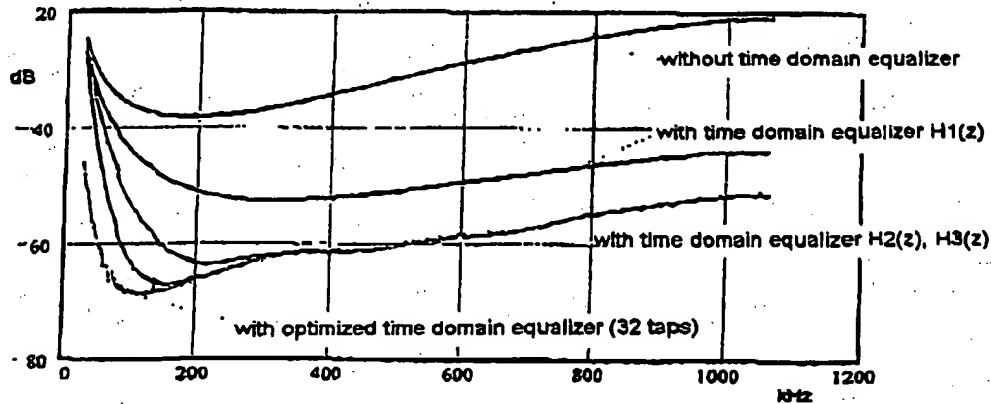


Figure 8: Signal-to-noise ratio at the input of the decision-maker for all frequency channels used, without external noise and implementation inaccuracies

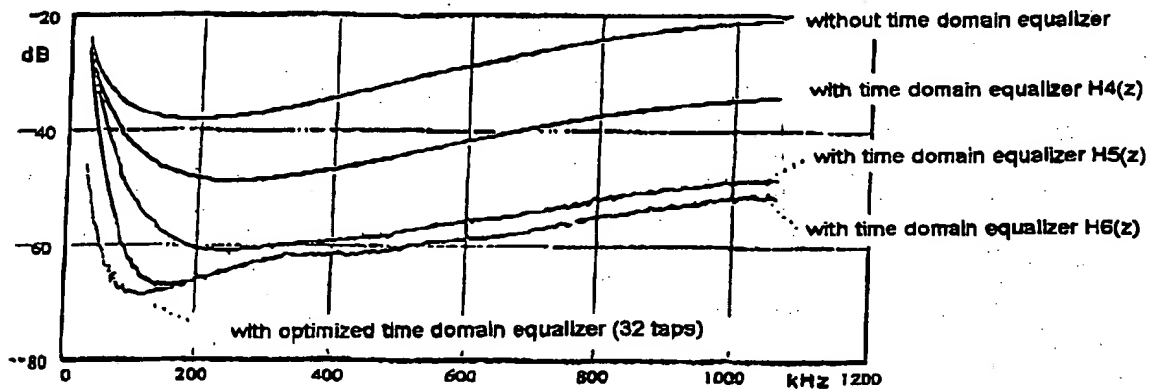


Figure 9: Signal-to-noise ratio at the input of the decision-maker for all frequency channels used, without external noise and implementation inaccuracies

1 Introduction

This study will discuss the possibilities of more narrowband transmission at high rates in comparison with ADSL (Asymmetrical Digital Subscriber Line). In this case, the exchange-end transceiver (LT) should be assumed to be integrated into the current line card infrastructure of the digital switching unit. This resulted in demands for the mean transmission power and was the cause of comparatively high noise power density for the background noise as the result of the circuit arrangement. The underlying considerations (on the part of the commissioning party) for combining the "high speed modem" with devices at the exchange are not illustrated here, but can be found in a conference paper [1] for example.

The customer has deemed statements particularly relating to three bandwidth stages (32 kHz, 128 kHz, approximately 500 kHz) to be important. Examinations regarding possible transmission rates should be carried out. For one thing, this final report illustrates theoretical results on the basis of channel capacity calculations, and also results from simulation passes using DMT (Discrete Multitone) multicarrier transmission.

To be able to obtain any statements at all, it was necessary to perform measurements and modeling of the cable and crosstalk transmission functions in the frequency range of interest. Together with realistic interference environments, which are explained in detail, this provides the basis for all calculations and simulations.

An important part of this work is also the presentation of the competing transmission methods. This is done by likewise indicating where these methods have gained entry to the standardization, which firms of manufacturers are putting their efforts into which methods and what the situation is with industrial rights. The multiplex methods are likewise explained and there is also a brief insight into options for error-corrective coding.

Since the study is currently internationally part of the area relating to the efforts to define an ADSL-lite system (G.lite, UAWG), considerations in this regard have a separate section devoted to them.

Commissioned by: Dr.-Ing. Rudi Frenzel, Siemens AG, Semiconductors Division, Munich

Prepared by: Dr.-Ing. Werner Henkel and Dipl.-Ing. Thomas Keßler, Deutsche Telekom AG, Darmstadt Centre of Technology

9. WHILE ($R_z < R_T$) {
 look for carrier position i with maximum ΔR_i
 (only those i for which the following applies: $\hat{R}_i < R_{\max}$)
 $\hat{R}_i := \hat{R}_i + 1$
 $\Delta R_i := \Delta R_i - 1$
 IF ($\hat{R}_i = 1$) $N_{\text{used}} := N_{\text{used}} + 1$
 }

10. Calculate P_i for all carriers used when prescribing the demanded bit error probability P_b . In the case of quadratic QAM configurations with $R_i \geq 4$, the power per carrier P_i is approximately given by [15]:

$$P_i = \frac{2 N_i (2^{R_i} - 1)}{3} \left[\operatorname{erfc}^{-1} \left(\frac{P_b R_i \sqrt{2^{R_i}}}{2 \sqrt{2^{R_i} - 1}} \right) \right]^2. \quad (38)$$

11. Calculate $P_z = \sum_{i: \hat{R}_i > 0} P_i$ and correct the power components according to

$$P_i := \frac{P_T}{P_z} \cdot P_i$$

In the algorithm according to Fischer et al., the quantization was actually not performed until prior to the calculation of the quantization error in step 6. In this case, however, the wording ought to be found to be more advantageous.

3.4.2 Time domain equalization in DMT

We had already mentioned above that simple equalization in the DFT range using AGC for each carrier is possible only if the channel impulse response remains limited to the guard interval. It is thus necessary to ensure that the interblock interference is as low as possible. Time domain preequalization is normally required.

There are currently three different approaches to adjusting the time domain equalizer:

1. fractional-rational channel approximation,
2. optimization of the square error relative to the output of a substitute system comprising a channel and an equalizer,
3. optimization of the channel capacity taking into account all interfering components (externally and inter-block interference) and the leakage effect of

the DFT

The most obvious practice is the first-mentioned, where the parameter selection does not always allow the quality of the results to be inferred from the outset. The alignment algorithm which is most widespread in the practical implementation is certainly the second one mentioned. This also generally leads to very good results. The third algorithm mentioned was developed only recently and has therefore not yet been used in practice. However, simulations show that it is very well suited to typical ADSL parameters, ranges and interference environments in the subscriber line network. This algorithm is the subject of a patent application (Deutsche Telekom) in Germany. The text below outlines all methods, the last one mentioned being discussed in somewhat more detail.

1) Fractional-rational channel approximation: in this case, the cable transfer function is approximated by a fractional-rational function

$$H(z) = A(z)/B(z). \quad (39)$$

An equalizer with the transfer function $W(z) = B(z)$ reduces the transfer function to $A(z)$, i.e. the denominator of the channel transfer function is eliminated. The fractional-rational approximation can be performed relatively easily, for example using a Matlab routine (Invfreqz from the signal processing toolbox), and produces useful results even if the order of the numerator and denominator polynomials is varied somewhat. This only shortens the impulse response, however, and does not take into account the interference environment at all. There are also partly better results obtained if the numerator degree is chosen to be greater than the guard interval, although this should actually be the design rule, because the numerator polynomial characterizes the residual impulse response, of course. This probably has numerical causes and is certainly dependent on the approximation algorithms used.

The method of fractional-rational approximation has been used only once in this study as an alternative for the very narrowband application with a bandwidth of just 32 kHz, since the new algorithm 3, as is currently implemented, has been found to be less suitable in this case.

2) Substitute-system method: All proposals which exist in this regard can probably be attributed in principle to the publication by Falconer and Magee, 9173 [16]. Publications of more recent date are those by Bladel, Moeneclaey [17] and Farhang-Boroujeny [18] for example. By way of introduction, however, the approach

is also briefly described in a piece of work by Al-Dhahir, Cioffi [19]. Reference will again be made to this work in the explanation of the third alignment algorithm.

Figure 33 shows the basic arrangement to which all of these proposals relate. What is seen here is a substitute system for the concatenated circuit comprising channel and equalizer. The square error between the output signals from the channel/equalizer and the substitute system can be minimized. This is done by reciprocally aligning the coefficients of the equalizer and of the substitute system. The derivation of the basic method will be illustrated briefly in this case. There are multifarious simplifications which are also listed in a patent by Amati, for example. We will not discuss these variants in detail here. Normally, substeps for optimization using clipping operations are substituted there, i.e. an admissible substitute system can be obtained simply by limiting the length of the total impulse response, for example. The situation is similar for the equalizer. The optimization is then limited only to one component: equalizer or substitute system. It would even be possible to implement the entire algorithm using such clipping operations, but separate examinations in this respect were less promising.

To describe the algorithm in more detail, we will use a vectorial description. Let $h = [h_0, \dots, h_{M-1}]^T$ denote the original channel impulse response without equalization, $w = [w_0, \dots, w_{n_w-1}]^T$ be the equalizer and $b = [b_0, \dots, b_{n_b-1}]^T$ be the desired (short) impulse response of the substitute system, which represents the concatenated circuit of h and w . Let v be a vector comprising n_w received samples, and x_b be a vector comprising n_b samples of the transmission signal, but delayed by Δ . Our aim is now to determine w , b and Δ such that the mean square error is minimized between $w^T \cdot v$ and $b^T \cdot x_b$.

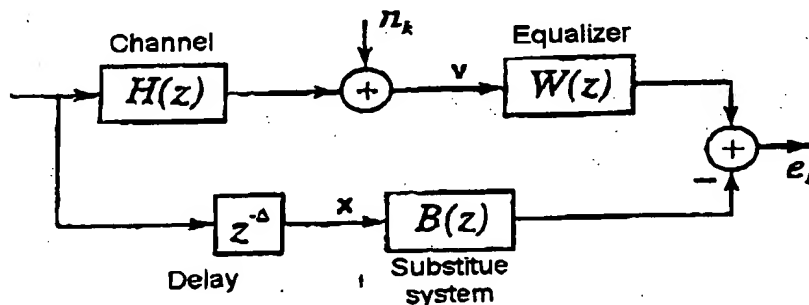


Figure 33: Substitute system for channel impulse response and time domain equalizer

The mean square error can be written as follows:

$$\begin{aligned} E\{e^2\} &= E\{(w^T \cdot v - b^T \cdot x_b)^2\} \\ &= w^T R_{vv} w + b^T R_{xx} b - 2w^T R_{vx} b \end{aligned} \quad (40)$$

with

$$R_{vv} = \frac{E\{v \cdot v^T\}}{\quad} \quad (41)$$

$$R_{vx} = \frac{E\{v \cdot x_b^T\}}{\quad} \quad (42)$$

$$R_{xx} = \frac{E\{x_b \cdot x_b^T\}}{\quad} \quad (43)$$

R_{vx} and R_{xx} are both dependent on the delay Δ .

For a prescribed delay Δ , it is possible to find the optimum setting for the equalizer coefficients w_{opt} by setting the gradient of the mean square error to zero. Applying $\partial E\{e^2\}/\partial w = 0$ gives

$$w_{opt} = R_{vv}^{-1} R_{vx} b \quad (44)$$

This now represents the optimum w as a function of b . If this is in turn inserted into (40), then the following is obtained:

$$E\{e^2\} = b^T \cdot (R_{xx} - R_{vx}^T (R_{vv}^{-1})^T R_{vx}) \cdot b = b^T \cdot C \cdot b \quad (45)$$

This expression can be minimized. In this case, however, it is necessary to avoid the trivial and nonsensical solution $b = 0$. To ensure this, the ancillary condition used is the normalization $b^T \cdot b = 1$. An approach using the Lagrange multiplier then gives

$$E\{e^2\} = b^T \cdot C \cdot b + \lambda(1 - b^T \cdot b) \quad (46)$$

$$\frac{\partial E\{e^2\}}{\partial b} = 2C \cdot b + 2\lambda b \stackrel{!}{=} 0 \quad (47)$$

$$\Rightarrow C \cdot b = \lambda b \quad (48)$$

An eigenvalue problem thus needs to be solved. Inserting the solution into equation 46, the following is obtained:

$$E\{e^2\} = \lambda \cdot b^T \cdot b = \lambda \quad (49)$$

The resultant square deviation is thus equal to the eigenvalue. The solution being sought is thus equal to the eigenvector that belongs to the smallest eigenvalue.

This is intended to conclude the basic illustration of this algorithm. The description of all variants of the algorithm would go beyond the bounds of this study.

It can be assumed that all currently available ADSL modems use a variant of the substitute system alignment algorithm. By way of example, the aforementioned publication by Bladel, Moeneclaey [17] ought to form the basis of the implementations by Alcatel, since the work for this publication was commissioned by Alcatel.

3) Optimization of the channel capacity: In the case of this algorithm, the channel capacity

$$R = \sum_{i=0}^{N_{\text{corr}}} R_i = \sum_{i=0}^{N_{\text{corr}}} \log_2 \left(1 + \frac{S_i}{N_i} \right), \quad (50)$$

is maximized. The maximization of the channel capacity is approximately equivalent to the maximization of the geometric mean of the signal-to-noise ratios (1 neglected in the argument of the logarithm). All noise influences, both external and caused by inter-block interference, are combined and account is also taken of the fact that the reception-end DFT represents rectangular windowing which results in a leakage effect. The leakage effect becomes very obvious close to DC. There, the signal-to-noise ratio should ideally become infinite if the NEXT function, which has a zero point there, is taken as starting point. The transfer function is also most favorable around DC. In fact, the signal-to-noise ratio in the area around DC becomes worse again, however, since noise components are convoluted therein on account of the leakage effect (see the SNR illustrations in Section 10). The leakage effect is of significance only for the noise, since the latter has no cyclic prefix, in contrast to the signal.

The algorithm finds a solution which normally does not strictly limit the impulse response to the length of the guard interval (+1). Instead, it looks for a compromise between external noise and inter-block interference, with the leakage effect playing a significant role. Without the leakage effect, it would also only be the impulse response length which is of significance, because any transfer function would not

alter the SNR for the individual carriers, since both the signal and the noise would be multiplied by the same factor, of course.

The consideration of optimizing the channel capacity is attributed to a publication by Al-Dharir, Cioffi [19], where, although this optimization criterion is mentioned, only the geometric mean of the channel energy is maximized during implementation. In addition, there is again recourse to the substitute system algorithm. The central discovery, which now allows the channel capacity itself to be actually optimized for the first time, is the inclusion of the DFT's leakage effect, which was not taken into account previously to date.

For the sake of simplicity, the algorithm will now be described by citing a recently written publication in English (the German text of the patent is somewhat incomprehensible on account of unagreed changes made by the patent department).

"In the sequel, the steps of the iterative algorithm are described. There, N_{carr} denotes the maximum possible number of used carriers. For baseband applications like DMT, one has to consider conjugacy constraints to ensure that the time-domain signal is real. This means that the upper half of the DFT frame is dependent on the lower half. The DFT block length is then $N_{\text{DFT}} = 2 \cdot N_{\text{carr}}$. The algorithm, however, requires an oversampling in frequency domain by a factor of two, which leads to a DFT block length of $N_{\text{DFT2}} = 1 \cdot N_{\text{carr}}$.

The steps of the adaptation algorithm¹:

1. Determine the DFT transform $N = (N_i)$ of the impulse response corresponding to the noise, taking into account all the spectral properties of the external noise. N_i^2 is the discrete noise power spectral density.
2. Let H_i be proportional to the discrete channel response. The quotient H_i/N_i is normalized, such that $\sum_i |H_i|^2 / \sum_i |N_i|^2$ represents the signal-to-noise ratio SNR_m at the input of the equalizer when using all possible carriers with the same transmit power:

¹ $\langle x_i \rangle$ denotes the vector with components x_i .

$$\mathcal{H}_i := \mathcal{H}_i \cdot \sqrt{\text{SNR}_{in} \cdot \frac{\sum_i |\mathcal{N}_i|^2}{\sum_i |\mathcal{H}_i|^2}} \quad (51)$$

3. Product S_i of the channel response H_i times the equalizer response W_i in the DFT domain:

$$S_i = H_i \cdot W_i \quad (52)$$

4. Determine the corresponding impulse response by applying the IFFT:

$$s = \text{IFFT}(S) \quad (53)$$

5. Determine the mean signal power density fraction $|N_i|^2$ of the part of the impulse response s that exceeds the guard interval and influences the next frame.

6. Compute the product of N_i times the equalizer frequency response W_i :

$$N_i^n = N_i \cdot W_i \quad (54)$$

7. Add the noise power density components from steps 5 and 6:

$$|N_i|^2 = |N_i^n|^2 + |N_i^n|^2 \quad (55)$$

8. Compute the autocorrelation function n_i that corresponds to the total noise power spectral density $|N_i|^2$:

$$\langle n_i \rangle = \text{IFFT}(\langle |N_i|^2 \rangle) \quad (56)$$

9. Introduce the leakage effect of the DFT by multiplying n_i with a triangular function t_i :

$$\lambda_i = n_i \cdot t_i, \quad i = 0, \dots, 4N_{\text{carr}} - 1 \quad (57)$$

$$t_i = \begin{cases} \frac{2N_{\text{carr}}-i}{2N_{\text{carr}}}, & i = 0, \dots, 2N_{\text{carr}} \\ \frac{i}{2N_{\text{carr}}}, & i = 2N_{\text{carr}} + 1, \dots, 4N_{\text{carr}} - 1 \end{cases}$$

According to [20], the influence of a rectangular time-domain windowing, which is due to the DFT operation at the receiver, corresponds to the multiplication of the time-domain equivalent (autocorrelation function) of the noise power spectral density times a triangular function. In order to describe the triangular function approximately with the discrete time-domain vector, an oversampling in

frequency domain by (at least) a factor of 2 is chosen. This means that the algorithm relies on a frequency scale with at least the half of the DMT carrier spacing.

10. Transform of λ into the DFT domain:

$$\Lambda = \text{FFT}(\lambda) \quad (58)$$

11. Determine the signal-to-noise ratio SNR_i for every used carrier location. No frequencies are considered that just resulted from the oversampling, only the ones that are actually used and are at multiples of the original carrier spacing.

$$\text{SNR}_i = S_i / \Lambda_i, S_i = |S_i|^2, i \in U \quad (59)$$

U denotes the set of actually used carrier locations.

12. Summation of all channel capacities at all carrier locations:

$$R = \sum_{i \in U} \log_2(1 + \text{SNR}_i) \quad (60)$$

R is the parameter to be optimized, which can be carried out by any multidimensional optimization algorithm, like AMOEBA (Downhill Simplex Method) in [21], iteratively modifying the time-domain equalizer coefficients. For each iteration, all the steps 3 to 12 have to be repeated. The change of R between two successive iterations may serve as a termination criterion. This means the actual value of R is stored for the next iteration to allow for a comparison, afterwards. If the change of R falls below a certain threshold, the iteration is terminated. Instead of R , the geometric mean of all the $\text{SNR}_i, i \in U$ can be maximized.

Both noise components (external noise and inter-block interference) are combined in Step 7 and the leakage is treated in Step 9.

Step 5 needs to be explained in some more detail. When receiving a DMT signal, the detection frame will be positioned in time such that the inter-block interference is minimized. The optimum position is a tradeoff, where precursors resulting from components of the preceding frame as well as postcursors resulting from components of the following frame have to be considered as a disturbance. Four

such exemplary impulse responses resulting from components of neighboring frames next to the detection frame are depicted (for illustration purposes in continuous form) in Fig. 34. The rectangular dots symbolize further impulse responses resulting from the following components on both sides of the detection frame. For every position of the impulse responses, the portion inside the detection frame has to be extracted by a rectangular window. The number of impulse responses that have to be considered is dependent on the length of the impulse response. Applying an FFT and afterwards computing the squared amplitudes of every DFT-domain component (periodogram) yields the corresponding noise power spectral density (PSD). All such noise PSD contributions from the neighboring frames have to be summed up to obtain a mean noise PSD of the inter-block interference. Like for signal-independent external noise, the rectangular windowing of the DFT has to be considered. This means the leakage effect comes into play here, too. For illustration, both noise types are summed up in Step 7, before the leakage is incorporated in Step 9. Hereto, the detection frame has to be taken twice as long, like for external noise. However, the computationally more efficient solution would be to use a non-extended detection frame whereby the leakage is automatically taken into account. The less computationally efficient description has been preferred here, because it unveils the similarity between both noise components more clearly.

Let the length of the guard interval be n_G . The position of the detection frame can be estimated by first finding the position of a frame of length $n_G + 1$ with the maximum energy content when sliding over the entire impulse response. The detection frame starts right after it.

In the sequel, the procedure is again described in a more formal way. Let us first suppose that the time axis zero point of the total impulse response s_i is located at the 'center of energy'. Such a time-axis shift has no influence on the results. Now, let the impulse response have non-zero components for $i = -n_v, \dots, 0, \dots, n_n$, with n_v being the number of precursor and n_n being the number of postcursor samples. The mean PSD portion $|N_i^e|^2$ resulting from the part of the impulse response that influences the neighboring frames can be computed as follows:

Precursors: $\forall \sigma_u = 0, \dots, n_v - a$ (a possible positions of the impulse response, resulting from different samples; a, see, Fig. 34):

$$\begin{aligned} s_{4N_{\text{carr}}-1-i}^{(\sigma_v)} &= s_{-a-i-\sigma_v}, \quad i = 0, \dots, n_v - a - \sigma_v \\ s_{4N_{\text{carr}}-1-i}^{(\sigma_v)} &= 0, \quad i = n_v - a - \sigma_v + 1, \\ &\quad \dots, 4N_{\text{carr}} - 1 \end{aligned}$$

Postcursors: $\forall \sigma_n = 0, \dots, n_n - n_G \mid a - 2$:

$$\begin{aligned} s_i^{(\sigma_n)} &= s_{n_G-a+1+i+\sigma_n}, \quad i = 0, \dots, \\ &\quad n_n - n_G + a - 2 - \sigma_n \\ s_i^{(\sigma_n)} &= 0, \quad i = n_n - n_G + a - 1 - \\ &\quad \sigma_n, \dots, 4N_{\text{carr}} - 1 \end{aligned}$$

As already described, we chose the frame length of the detection frame to be $4N_{\text{carr}}$ samples long, because of similar treatment of both noise components. The real detection frame at a DMT receiver has, of course, only $2N_{\text{carr}}$ samples.

The mean PSD of the inter-block interference is now obtained by summing up all precursor and postcursor components.

$$|N_i^s|^2 = \sum_{\sigma_v} |S_i^{(\sigma_v)}|^2 + \sum_{\sigma_n} |S_i^{(\sigma_n)}|^2,$$

with $S^{(\sigma_v)} = \text{FFT}(s^{(\sigma_v)})$, $S^{(\sigma_n)} = \text{FFT}(s^{(\sigma_n)})$.

Upon applying the algorithm for the very small bandwidth of 32 kHz, stability problems arose during the adaptation. The reason for this is certainly not the principle of the algorithm, however, but rather probably the program implementation. In the case of the larger bandwidths, the parameters (sampling rate, carrier interval) were taken as a basis by ADSL. In that case, there were no problems at all with the equalization algorithm 3. To explain why the new equalization algorithm provided equalizer settings which were not very suitable at a bandwidth of just 32 kHz, a longer examination would have been necessary, which could not be done within the scope of the study. Nevertheless, an equalizer setting was obtained with a slight modification in algorithm 3. In this case, too, an unstable response became apparent during adaptation, however.

This concludes the treatment of the two central algorithms - bit allocation and time domain equalizer setting - in a DMT system. We had already noted above that one problem of a DMT system is the relatively high peak-to-average ratio. The next section is devoted to this problem.

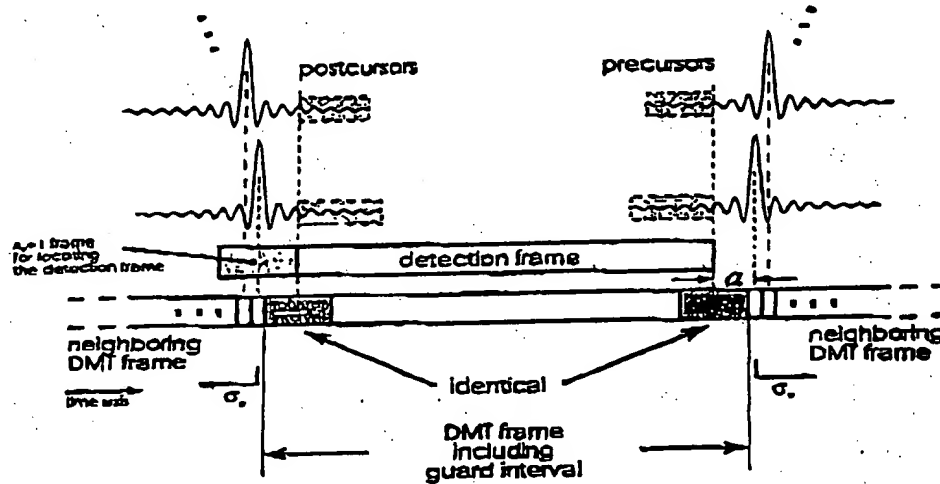


Figure 34: Inter-block interference in neighboring frames

3.4.3 Reduction of the peak-to-average ratio for DMT

The high peak-to-average ratio ($PAR = \text{Crest Factor}^2$) results from the almost Gaussian amplitude/frequency distribution of a DMT time signal. This places particular demands on the dynamics of the analog circuit parts. In a later section, the peak value which the analog circuit can process is used to calculate the mean transmission power of the high speed modem. This is based on the interference power caused by clipping and the resultant bit error probability. In the case of echo compensation, the effects on account of nonlinear echoes are meant to be even more critical. To date, we have no experience of this, however.

To date, there are five basically different proposals for reducing the peak values, with one needing to be highlighted, in particular, since it operates entirely in the time domain and thus signifies relatively low complexity. Algorithms which require a plurality of FFTs or even DFT transformations are of no interest in practice for an application with xDSL. Alternatively, it would perhaps also be conceivable to have a method which operates only in the DFT range. However, there is only one proposal

(Patent Deutsche Telekom) in this regard, which for reasons of memory requirement is suitable only for 4-PSK on all carriers and relatively small carrier numbers (≤ 64).

A short overview of the various methods will now be given. The method which is most favorable at present (which has already been discussed) and which has also been introduced as a contribution [22] to ITU Study Group 15 is illustrated in somewhat more detail.

**Iterative peak value elimination through projection onto redundant subspaces
[23]**

This method uses (equidistant) unused carriers as redundancy points which can be used to eliminate the clipped signal peaks. The redundancy points span a subspace onto which the signal profile from clipped signal components is projected. The correspondingly negative value is added to the redundant carrier occupancies. Following quantization of the carrier occupancy to the admissible values, iteration is performed, although this contains the calculation of the time domain signal each time.

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☒ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☒ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☒ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☒ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.